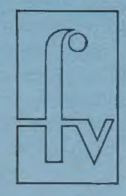
DEUTSCHE FUNK TECHNIK

2. JAHRGANG / NR. 6
LEIPZIG / JUNI 1953

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK



FACHBUCHVERLAG GMBH LEIPZIG

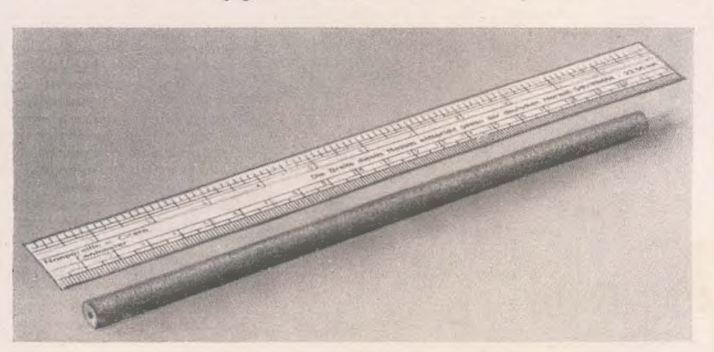
Aus dem Inhalt

SEITE

Briefe an die Redaktion!

Auf unsere Anfrage, ob in den Keramischen Werken Hermsdorf die Entwicklung von richtungsselektiven Ferrit-Stabantennen vorgesehen oder durchgeführt wird bzw. wann mit einer Fertigung derselben gerechnet werden kann, ging uns folgendes Schreiben zu:

Die Nachfrage nach richtungsselektiven Ferrit-Stabantennen ist auch bei uns äußerst rege. Wir haben deswegen schon seit einiger Zeit die Fertigung von Stäben aus Manifer für diese Zwecke in die Wege geleitet. Eine Entwicklung und die Fertigung komplett einbaufertiger Antennenaggregate sind in unserem Werk nicht vorgesehen. Den Instituten sowie den Entwicklungsstellen der einschlägigen Industrie stehen aber jederzeit Muster



von Formstäben aus unserem keramischen Werkstoff Manifer zur Verfügung, und wir würden es begrüßen, unsere Ferrite auch für diese Zwecke in den Empfängern der DDR-Produktion verwendet zu sehen.

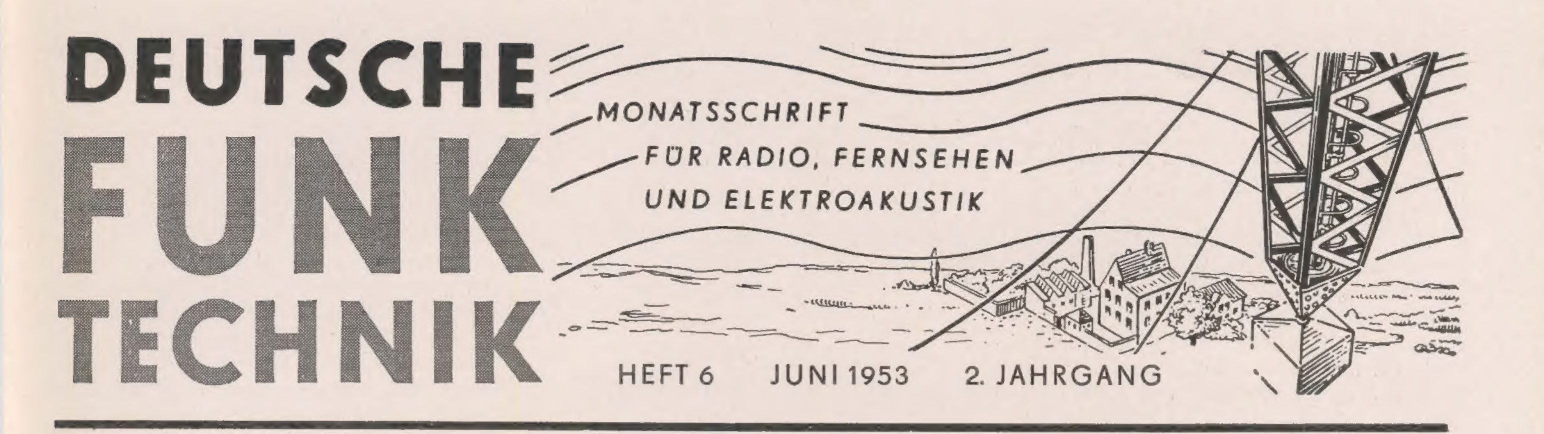
IKA
VEB Keramische Werke Hermsdorf

Die bisher dreimonatige Bezugszeit der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK wird mit Wirkung vom 1. Juli 1953 auf einmonatige Bezugszeit umgestellt. Die daraus resultierende monatliche Kassierung des Bezugspreises von 2,– DM soll in der Zeit vom 15. bis 23. jedes Monats erfolgen.

Die Redaktion

Titelbild:
Mit der Verleihung des Namens „J. W. Stalin" an die Elektro-Apparate-Werke am 30. April 1953 hat das erstemal ein Betrieb in Deutschland die große Ehre, den Namen des unsterblichen Lehrers der Werktätigen tragen zu dürfen. Daß den Elektro-Apparate-Werken in Berlin-Treptow diese große Auszeichnung zuteil wurde, ist ein Zeichen der Anerkennung für die vorbildliche Arbeit der Werktätigen dieses Berliner Großbetriebes. Unter der Leitung sowjetischer Wirtschaftler und Techniker übersteigt die Produktion der Elektro-Apparate-Werke „J. W. Stalin" die der früheren AEG-Apparate-Fabriken in Treptow um das Sechsfache. Im Jahre 1952 hat das Werk seine Produktion gegenüber 1951 verdoppelt, obwohl 1952 durch die Übernahme und Erweiterung neuer Produktionsaufgaben eine gewaltige Umstellung in der Arbeit des Werkes vor sich gegangen ist. Die Werktätigen der Elektro-Apparate-Werke „J. W. Stalin" gehen beispielgebend bei der Erhöhung ihrer Arbeitsnormen, der Materialeinsparung und der Anwendung sowjetischer Arbeitsmethoden voran. (Werkfoto)

Redaktion: Ing. Horst Baier (Chefredakteur), Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3. Fernruf 67 62 41 und 67 53 26. — **Verlag:** Fachbuchverlag GmbH, Leipzig W 31, Karl-Heine-Str. 16, Fernruf: 417 43, 421 63 und 428 43. — Postscheckkonto: Leipzig 137 23. Bankkonto: Deutsche Notenbank Leipzig 1901. Kenn-Nr. 21 355. — Erscheint einmal im Monat. — Bezugspreis: Einzelheft 2,— DM. In Postzeitungsliste eingetragen. — Bestellungen über die Postämter, den Buchhandel, beim Verlag oder durch die Beauftragten der ZZW. — **Anzeigenverwaltung:** DEWAG-Werbung, Deutsche Werbe- und Anzeigengesellschaft, Filiale Leipzig, Leipzig C 1, Markgrafenstr. 2, Fernruf: 2 00 83, Telegrammanschrift: Dewagwerbung Leipzig, Postscheck: Leipzig 122 747 und sämtliche DEWAG-Filialen. — **Druck:** Tribüne Verlag und Druckereien des FDGB/GmbH Berlin, Druckerei III Leipzig III/18/36. — Veröffentlicht unter der Lizenz-Nr. 1129 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik.



Walter Ulbricht,

der große Freund und Förderer der Wissenschaft und Technik, 60 Jahre

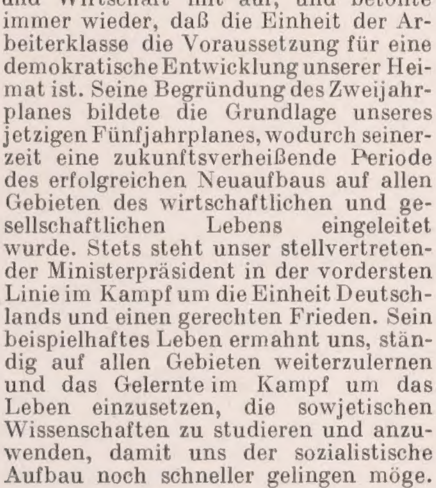
Die Schaffung der Grundlagen des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik und die ständige Vervollkommnung unserer Friedensproduktion auf der Basis höchstentwickelter Technik hat den Kampf um die Einheit Deutschlands auf eine hohe ethische Stufe gehoben. Als entscheidende und führende Kraft in diesem gewaltigen Ringen um Frieden, Glück und Wohlstand ist die deutsche Arbeiterklasse unter Führung ihrer marxistisch-leninistischen Partei der entscheidende Faktor gewesen.

Das Vermächtnis von Marx und Engels sowie ihrer konsequentesten Schüler Lenin und Stalin wird somit getreu dem proletarischen Internationalismus Schritt für Schritt in unserer Heimat unmittelbare Wirklichkeit, um Deutschland für alle Zukunft vor der Versklavung durch die imperialistischen Kräfte zu bewahren. In diesem Monat wollen wir ganz besonders eines Mannes der gegenwärtigen Zeitepoche gedenken, der stets als wahrhaft deutscher Patriot und mutiger Kämpfer an der Spitze der deutschen Arbeiterklasse für Freiheit und gesellschaftlichen Fortschritt eingetreten ist und den fortschrittlichen Bestrebungen der Wissenschaft und Technik jederzeit großzügige Unterstützung angedeihen läßt.



Es ist unser stellvertretender Ministerpräsident und Generalsekretär des Zentralkomitees der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands, Walter Ulbricht, der am 30. Juni dieses Jahres das 60. Lebensjahr vollendet. Von frühester Jugend an stand der große Freund und Förderer der Wissenschaft und Technik als Arbeiterkind in der internationalen Arbeiterbewegung und interessierte sich besonders für die politischen und wirtschaftlichen Zusammenhänge seiner Umwelt. Walter Ulbricht lernte so den proletarischen Internationalismus als Hauptprinzip des wissenschaftlichen Sozialismus kennen, der unlösbar mit der Politik des Klassenkampfes verbunden ist, das heißt, die Arbeiterklasse und ihre Partei müssen stets eine solche Politik durchführen, die der Stärkung der freundschaftlichen Beziehungen zwischen den Völkern dient und dem von den herrschenden Klassen der kapitalistischen Länder geschürten Kampf zwischen den Nationen unbedingt Einhalt gebietet. Diese Erkenntnisse brachten unseren jetzigen stellvertretenden Ministerpräsidenten in seiner Jugend im ersten Weltkrieg zur Opposition gegen die Kriegsunterstützer in der damaligen SPD. Walter Ulbricht beteiligte sich dann 1918 in der Fortführung dieser Linie an der Gründung des Spartakusbundes und der Kommunistischen Partei Deutschlands, wobei er dem Zentralkomitee dieser Partei von 1923 bis 1933 ununterbrochen angehörte und sich in dieser Zeit besonders mit der sozialdemokratischen Wirtschaftsdemokratie und der bürgerlichen Betriebswirtschaft eingehend auseinandersetzte. Während der dunkelsten Zeit Deutschlands ging Walter Ulbricht bis 1945 in die Emigration, um von hier aus beharrlich für die antifaschistischen, demokratischen Rechte weiterzukämpfen.

Mit ungebrochenem Schaffensgeist baute er nach seiner Rückkehr in die befreite Heimat an führender Stelle die demokratische Verwaltung und Wirtschaft mit auf, und betonte immer wieder, daß die Einheit der Arbeiterklasse die Voraussetzung für eine demokratische Entwicklung unserer Heimat ist. Seine Begründung des Zweijahrplanes bildete die Grundlage unseres jetzigen Fünfjahrplanes, wodurch seinerzeit eine zukunftsverheißende Periode des erfolgreichen Neuaufbaus auf allen Gebieten des wirtschaftlichen und gesellschaftlichen Lebens eingeleitet wurde. Stets steht unser stellvertretender Ministerpräsident in der vordersten Linie im Kampf um die Einheit Deutschlands und einen gerechten Frieden. Sein beispielhaftes Leben ermahnt uns, ständig auf allen Gebieten weiterzulernen und das Gelernte im Kampf um das Leben einzusetzen, die sowjetischen Wissenschaften zu studieren und anzuwenden, damit uns der sozialistische Aufbau noch schneller gelingen möge.



Die Funkschaffenden, Funkbastler usw. begrüßen es ganz besonders, daß Walter Ulbricht trotz seiner großen verantwortlichen Tätigkeit und Überlastung stets ein besonderes Herz für unsere technisch interessierte Jugend, für Wissenschaft und Technik hat.

Wir gratulieren unserem stellvertretenden Ministerpräsidenten Walter Ulbricht zu seinem 60. Geburtstag auf das herzlichste und wünschen ihm weiterhin vollste Gesundheit und recht lange Erhaltung seiner vollen Arbeitskraft zum Wohle unserer Heimat und unseres sozialistischen Aufbaus.

Die „Deutsche Funk-Technik" nimmt den Ehrentag zum Anlaß, die berufliche Qualifikation unserer Werktätigen und das technische Interesse der Jugend für das Funkwesen im Interesse des demokratischen Kampfes für die Einheit Deutschlands und der Verteidigung unserer Heimat in Zukunft in noch stärkerem Maße fördern und verbessern zu helfen, damit den Gegnern unseres sozialistischen Aufbaus immer mehr die Lust zu jeglicher Schädlingsarbeit vergeht und somit die Sicherung des Friedens immer mehr gewährleistet wird. *Horst Baier*

S. SLOTNIKOW, Kandidat der Technischen Wissenschaften, und
W. DSHAKONIJA

Entnommen aus der sowjetischen Zeitschrift „RADIO" Nr. 2/1953
Übersetzer: Kurt Langosch

Prinzipien des räumlichen Fernsehens

Der gegenwärtige Entwicklungsstand der Technik gestattet, neben dem Farbfernsehen auch das Problem des räumlichen (stereoskopischen) Fernsehens zu lösen. Das räumliche Fernsehen kann sowohl für die Volkswirtschaft als auch für wissenschaftliche Zwecke von großer Bedeutung sein. Es erlaubt, an Stelle der bisherigen zweidimensionalen Bilder mit Hilfe der üblichen Fernsehsysteme, darunter auch der Farbfernsehanlagen, Darstellungen in drei Dimensionen zu erhalten.

Das stereoskopische Sehen

Ein betrachteter Gegenstand wird auf der Netzhaut beider Augen abgebildet, wobei beide Augen auf irgendeinen Punkt akkommodieren. Mit Akkommodation bezeichnet man die Fähigkeit des Auges, seine Brennweiten der Entfernung der beobachteten Objekte anzupassen. Die Darstellung des Objektes wird über die zentralen optischen Achsen beider Augen auf die Netzhautgruben projiziert (Bild 1).

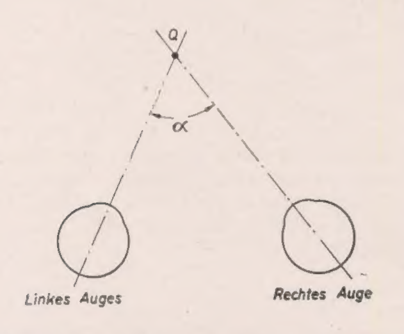


Bild 1: Akkommodation des Auges auf den Punkt Q eines betrachteten Gegenstandes

Den beim Betrachten irgendeines Punktes Q durch die beiden Achsen gebildeten Winkel bezeichnen wir mit α.

Die anderen Punkte des betrachteten Gegenstandes werden dabei auf entsprechende andere Abschnitte der Netzhaut beider Augen projiziert, da die Augen in einer bestimmten Distanz voneinander angeordnet sind. Man bezeichnet die Distanz der Augen, die normal 65 mm beträgt, auch als Augenbasis. Beim Betrachten eines beliebigen Gegenstandpunktes bilden die Strahlen, die Netzhautbilder auf beide Augen projizieren, den sogenannten parallaktischen Winkel. Wird ein Gegenstandspunkt betrachtet, auf den das Auge akkommodiert, so stimmt der Winkel α mit dem parallaktischen Winkel überein.

Das Körperliche des betrachteten Gegenstandes empfinden wir dadurch, daß die unbedeutende Verschiebung des Netzhautbildes gegenüber dem Netzhautbild des zweiten Auges in unserem Bewußtsein die Empfindung einer Tiefendimension des betrachteten Objektes hervorruft. Dabei werden die parallaktischen Winkel β_1 und β_2 im Bild 2 ungleich.

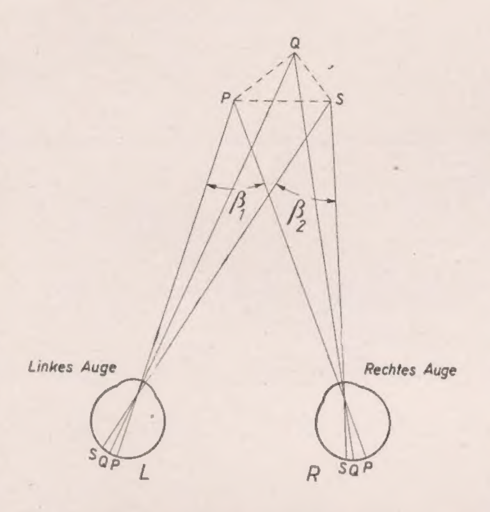


Bild 2: Netzhautbilder verschiedener Punkte eines betrachteten Gegenstandes im linken und rechten Auge.
β_1 und β_2 = parallaktische Winkel

Die Differenz zwischen den beiden parallaktischen Winkeln $\delta = \beta_1 - \beta_2$ charakterisiert unsere Fähigkeit, Tiefenunterschiede aufzunehmen. Die Größe dieser Differenz hängt unter anderem von den Eigenschaften der Augen des Beobachters und von der Beleuchtung des betrachteten Gegenstandes ab.

Die räumliche Wahrnehmung kann man auch beim Betrachten von zwei ebenen Bildern des Gegenstandes durch ein Linsensystem erreichen. Dabei gelangen fotografische Verfahren bzw. Film- oder Fernsehverfahren zur Anwendung. Zwei ebene Bilder eines Gegenstandes, die von zwei nebeneinander angeordneten Geräten aufgenommen werden, bezeichnet man

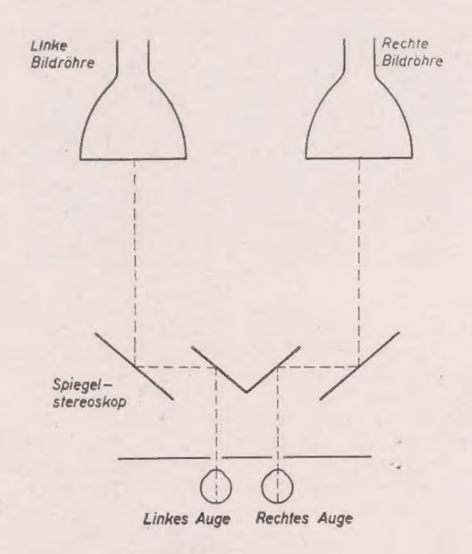


Bild 3: Betrachtung zweier Bildröhren durch ein Spiegelstereoskop

als Stereobildpaar. Das sind zum Beispiel Aufnahmen mit einem stereoskopischen Fotoapparat oder mit zwei nebeneinander angeordneten Fernsehkameras. Beim Betrachten des Stereobildpaares darf das linke Bild nur vom linken Auge und das rechte Bild nur vom rechten Auge des Beobachters wahrgenommen werden. Im entgegengesetzten Falle kommt der räumliche Eindruck nicht zustande.

Bei der Projektion des Stereobildpaares auf einen für alle Zuschauer sichtbaren Bildschirm muß die Trennung der bildlichen Darstellung in ein rechtes und ein linkes Bild durch ein Rastergitter erfolgen, das aus vertikal angeordneten, zylindrischen oder konischen Linsen besteht.

Die Prinzipien des räumlichen Fernsehens

Für die räumliche Empfindung eines Gegenstandes ist es unbedingt erforderlich, das betreffende Objekt von zwei durch die Basis B getrennten Punkten zu betrachten.

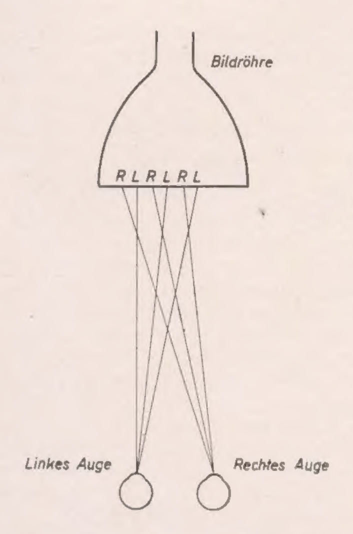


Bild 4: Betrachtung eines räumlichen Bildes auf einer Bildröhre mit gerastertem Bildschirm.
L = Bildpunkt, den das linke Auge wahrnimmt
R = Bildpunkt, den das rechte Auge wahrnimmt

Das beim räumlichen Fernsehen angewendete System gestattet, die Basis bedeutend zu vergrößern, wodurch selbst sehr weit entfernte Gegenstände körperlich empfunden werden können. Außerdem kann man mit dem Stereofernsehsystem räumliche Darstellungen über große Entfernungen übertragen.

Der stereoskopische Sehvorgang mit Hilfe optischer Mittel oder entsprechender Fernsehsysteme setzt Stereobildpaare voraus. Ein derartiges Fernsehstereobildpaar kann nach verschiedenen Verfahren zum Betrachtungsort übertragen werden.

Das einfachste Verfahren, einen stereoskopischen Fernsehempfang zu verwirklichen, besteht in der Verwendung zweier

in einem bestimmten Abstand nebeneinander angeordneter Fernsehabtaströhren, die ein und denselben Gegenstand aufnehmen. Bei diesem Verfahren erhält man von der linken Abtaströhre das linke und von der rechten Abtaströhre das rechte Bild.

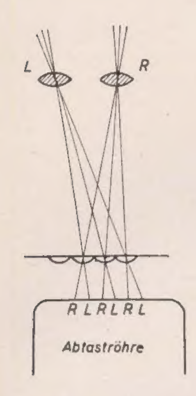


Bild 5: Stereoskopisches Abtasten des Bildes bei Verwendung eines gerasterten Bildschirmes

Bei einem zweiten Verfahren wird nur mit einer Abtaströhre gearbeitet, die das erforderliche Stereobildpaar liefert. Das Stereobildpaar entsteht durch Projektion des linken und des rechten Bildes auf den lichtempfindlichen Bildschirm der Abtaströhre unter Verwendung eines Rasters.

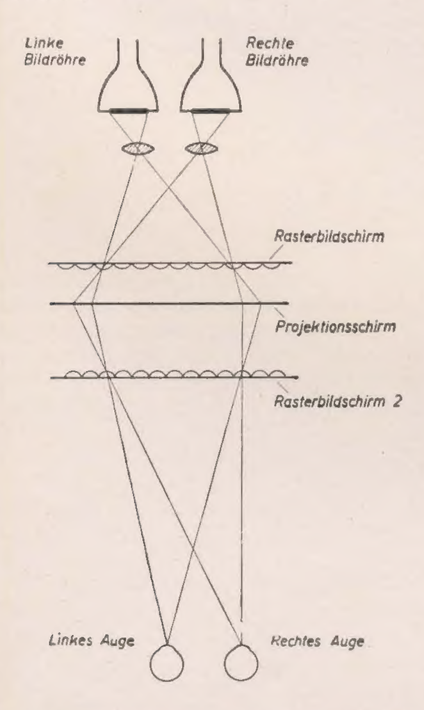


Bild 6: Stereoskopisches Betrachten mit Hilfe zweier gerasterter Bildschirme und eines Zwischenprojektionsschirmes

Die Übertragung des Stereobildpaares, unabhängig davon, wie es erzeugt wurde, kann durch zwei Verfahren verwirklicht werden: Bei dem einen werden die Bilder nacheinander übertragen, während bei dem anderen Verfahren die gleichzeitige Sendung der Bilder erfolgt.

Um beim räumlichen Fernsehen die gleiche Auflösung des Stereobildpaares wie beim wiedergegebenen Bild des üblichen Schwarz-Weiß-Fernsehens zu erhalten, muß die doppelte Zahl an Bildsignalen in der gleichen Zeit übertragen werden. Für die gleichzeitige Übertragung der beiden Bilder muß die Fernsehübertragungsanlage mit zwei Kanälen ausgerüstet sein. Über den einen Kanal wird das rechte Bild und über den anderen das linke Bild übertragen. Die elektrischen Charakteristiken der beiden Kanäle entsprechen denen der üblichen Fernsehsysteme. Bei diesem Verfahren kann die Übertragung des Stereobildpaares mit Hilfe zweier Fernsehabtaströhren oder mit einer Zweistrahlröhre vorgenommen werden.

Für die Betrachtung von räumlichen Fernsehbildern können an den Empfangsanlagen sowohl Linsensysteme als auch Verfahren angewendet werden, die ein stereoskopisch erscheinendes Bild unmittelbar auf einem Bildschirm erzeugen. Im Fernsehempfänger können entweder eine oder zwei Bildröhren enthalten sein. Empfangsanlagen mit zwei Bildröhren finden bevorzugt für Fernsehsysteme mit gleichzeitiger Übertragung des Stereobildpaares Anwendung, während in Systemen mit nachfolgender Bildübertragung Empfangsanlagen mit einer Bildröhre arbeiten. In den einfachsten Empfangsanlagen für räumliches Fernsehen werden das linke und das rechte Bild auf zwei Bildröhren erzeugt. Die Betrachtung der stereoskopischen Fernsehsendung erfolgt mit Hilfe eines Spiegelstereoskops. Das Spiegelstereoskop ist deshalb erforderlich, weil der Abstand der beiden Bildschirme größer ist als die Distanz unserer Augen. Die Betrachtung räumlicher Fernsehsendungen kann auch mit Hilfe einer Empfangsröhre mit gerastertem Bildschirm erfolgen. Dabei muß das Stereobildpaar auf der Senderseite ebenfalls mit Hilfe eines ähnlichen Rasterbildschirmes abgetastet werden.

Die Übersetzung ist zum Teil gekürzt und redaktionell bearbeitet.

Anmeldung zur II. Facharbeiterprüfung 1953

Die II. Facharbeiterprüfung 1953 wird in den Monaten Juni bis August durchgeführt. Zur Teilnahme an der Prüfung sind nach besonderer Befürwortung durch die Berufsschule und den Ausbildungsbetrieb alle Lehrlinge berechtigt, die bei einer vertraglichen Ausbildungsdauer von drei Jahren das Ausbildungsziel vorzeitig erreicht haben. Die Prüfung darf jedoch nicht vor Ablauf der neu festgelegten Ausbildungsdauer für den jeweiligen Beruf in der volkseigenen Wirtschaft erfolgen. Ferner können Erwachsene die Prüfung ablegen, wenn sie sich durch Qualifizierungsmaßnahmen zum Facharbeiter in einem anerkannten Lehrberuf entwikkelt haben und eine Tätigkeit in diesem Beruf von der Dauer des Ausbildungsverhältnisses für Lehrlinge nachweisen können. Zur Ablegung der Facharbeiterprüfung sind alle Lehrlinge verpflichtet, die ihre Ausbildung vertragsgemäß bis zum 31. August beenden. Es können auch Lehrlinge, die ihre Ausbildung vertragsgemäß am 30. September beenden, zur Prüfung zugelassen werden.

Anmeldungen zur Prüfung erfolgen durch die Ausbildungsbetriebe beim Rat des Kreises, Abteilung Arbeit und Berufsausbildung, über die zuständigen Berufsschulen bzw. Betriebsberufsschulen. Erwachsene, die sich durch Lehrgänge in volkseigenen Betrieben für die Ablegung der Facharbeiterprüfung qualifiziert haben, werden durch den volkseigenen Betrieb angemeldet, während Erwachsene aus der privaten Wirtschaft sich selbst bei der Abteilung Arbeit und Berufsausbildung beim Rat des Kreises melden. — Vordrucke für die Anmeldung sind in den Berufsschulen bzw. bei der Abteilung Arbeit und Berufsausbildung erhältlich. Die Prüfungsgebühr in Höhe von 10,— DM zahlt der Ausbildungsbetrieb. Die vom Rat des Bezirkes vorgeschriebenen Anmeldetermine für die Ablegung der Facharbeiterprüfung müssen eingehalten werden, später eingehende Anmeldungen werden nicht mehr berücksichtigt.

W. Nagel

Besteuerung des Handwerks

Nach § 2 der 2. Verordnung zur Ergänzung des Gesetzes über die Steuer des Handwerks vom 5. März 1953 und entsprechend der 6. Durchführungsbestimmung zu den Gesetzen über die Steuer und Steuertarife des Handwerks scheiden in die Handwerksrolle eingetragene Betriebe, deren Beschäftigtenzahl am 1. März 1953 mehr als fünf betrug, aus der Steuer des Handwerks aus. Als Beschäftigte gelten bei der Ermittlung der Beschäftigtenzahl die im § 14 des Gesetzes zur Förderung des Handwerks genannten Personen. Die zur Reinigung der Betriebsräume beschäftigte Person wird mitgezählt, wenn sie mehr als 12 Stunden in der Woche im Handwerksbetrieb tätig ist. Hausgehilfinnen gelten im Sinne dieser Bestimmung als Beschäftigte. Betriebe mit Serienfabrikation und Betriebe mit industrieähnlicher Produktion werden aus der Besteuerung des Handwerks herausgenommen und von einer Kommission bestimmt.

Betriebsinhaber, die mit ihren Betrieben aus der Handwerksbesteuerung ausgegliedert werden und den Gewinn nach § 4, Absatz 1, oder § 5 des Einkommensteuergesetzes ermitteln, hatten zum 1. April eine Eröffnungsbilanz aufzustellen. Ab 1. April 1953 sind alle Unternehmer, für deren Betriebe die oben angeführten Merkmale zutreffen und die im Steuerjahr 1952 eine Handwerkssteuer von mehr als 3000 DM zu entrichten hatten, zur Führung ordnungsgemäßer Bücher gemäß § 161 Abgabenordnung und damit zur Gewinnermittlung nach § 4, Absatz 1, oder § 5 des Einkommensteuergesetzes verpflichtet.

W. Nagel

WERNER TAEGER

Zweikreisige Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh-ZF-Verstärker

In allen Rundfunküberlagerungsempfängern und Fernsehempfangsgeräten sind zur Kopplung zwischen den einzelnen ZF-Stufen Bandfilter erforderlich. Gelegentlich findet man in Fernseh-ZF-Verstärkern wegen der billigeren Herstellung zwar auch abgestimmte Einzelkreise (Parallelschaltung von L, C_p und R_p), verwendet jedoch überall dort, wo eine gute Selektivität und hohe Flankensteilheit gefordert werden, zwei- oder gar dreikreisige Bandfilter als Koppelelemente.

Die Theorie dieser Bandfilter wird aus der Schwingkreistheorie entwickelt, da sie angenähert im Leerlauf betrieben werden. Im Gegensatz dazu stehen die angepaßten Bandfilter, die mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sind und die nach der Vierpoltheorie berechnet werden.

Wer sich Bandfilter mit Aussicht auf Erfolg selbst herstellen will, muß mit der Theorie der gekoppelten Kreise vertraut sein. Zum Verständnis genügen einige Kenntnisse der symbolischen Rechnungsweise und der Physik des einfachen Schwingungskreises. Es sei daran erinnert, daß der Scheinwiderstand einer Reihenschaltung von Widerstand R, Induktivität L und Kapazität C bei der Frequenz ω

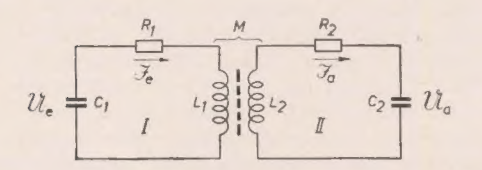


Bild 1: Induktiv gekoppelte Schwingungskreise

$$\mathfrak{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

ist. Ähnlich gilt für zwei transformatorisch gekoppelte Kreise nach Bild 1

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{U}_e &= j\omega M \cdot \mathfrak{J}_a + \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\mathfrak{J}_e, \\ 0 &= j\omega M \cdot \mathfrak{J}_e + \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right)\mathfrak{J}_a, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

wobei $j\omega M\,\mathfrak{J}_a$ bzw. $j\omega M\,\mathfrak{J}_e$ die jeweils von dem einen Kreis in den anderen gekoppelten Spannungen bedeuten (M = Koeffizient der gegenseitigen Induktion).

Nun wollen wir annehmen, daß beide Kreise dämpfungsfrei seien, also $R_1 = R_2 = 0$. Statt (1) ist dann nach Multiplikation mit $(j\omega)^3$ zu schreiben

$$-j\omega^3\,\mathfrak{U}_e = \omega^4 M\,\mathfrak{J}_a + \left(\omega^4 L_1 - \frac{\omega^2}{C_1}\right)\mathfrak{J}_e\,,$$

$$\omega^4 M\,\mathfrak{J}_e = \left(\frac{\omega^2}{C_2} - \omega^2 L_2\right)\mathfrak{J}_a\,. \quad (2)$$

Setzt man die zweite dieser Gleichungen in die erste ein, so erhält man eine Bestimmungsgleichung für ω, nämlich

$$\omega^4 - \frac{\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_2 C_2}}{1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}}\,\omega^2 + \frac{1}{L_1 C_1 L_2 C_2\left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right)} = 0$$

mit den beiden positiven Wurzeln

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{1}{2\,(1-k^2)}\left[(\nu_1^2 + \nu_2^2) \pm \sqrt{(\nu_1^2 - \nu_2^2) + 4k^2\,\nu_1^2\,\nu_2^2}\right]}\,. \quad (3)$$

Zur Abkürzung wurde eingeführt

$$\nu_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \text{Eigenfrequenz des ersten Schwingungskreises,}$$

$$\nu_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \text{Eigenfrequenz des zweiten Schwingungskreises,}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \text{Kopplungsfaktor der beiden Kreise.}$$

Ist die Kopplung extrem lose, also $k \to 0$, so folgt aus (3) $\omega_1 = \nu_1$, $\omega_2 = \nu_2$, das heißt, die beiden Kreise schwingen mit ihren Eigenfrequenzen. Bandfilter werden nun stets so betrieben, daß $L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2$, also $\nu_1 = \nu_2 = \nu$ ist, unter dieser Voraussetzung vereinfacht sich (3) zu

$$\omega_{1,2} = \nu\sqrt{\frac{1 \pm k}{1 - k^2}} = \nu\sqrt{\frac{1 \pm k}{(1+k)(1-k)}}\,,$$

$$\omega_1 = \frac{\nu}{\sqrt{1-k}}\,,\quad \omega_2 = \frac{\nu}{\sqrt{1+k}}\,. \quad (4)$$

Wir sind damit zu der wichtigen Erkenntnis gelangt, daß zwei auf dieselbe Frequenz ν abgestimmte und miteinander gekoppelte Kreise ($k > 0$) nicht mit dieser Frequenz schwingen, sondern mit einer Frequenz $\omega_1 > \nu$ und einer zweiten $\omega_2 < \nu$, die man die rasche bzw. die langsame Koppelfrequenz nennt. Nur im Falle der kritischen Kopplung ($k \to 0$) fallen die beiden Koppelfrequenzen zusammen, dann ist nämlich $\omega_1 = \omega_2 = \nu$. Für eine exakte Behandlung der Bandfilter ist es aber unerläßlich, die in ihnen auftretenden Verluste mit zu berücksichtigen. Aus (1) folgt durch Einsetzen von $\mathfrak{J}_a$ aus (2)

$$\mathfrak{J}_e = \frac{\left[R_2 + j\omega L_2\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_2 C_2}\right)\right]\mathfrak{U}_e}{\left[R_1 + j\omega L_1\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}\right)\right]\cdot\left[R_2 + j\omega L_2\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_2 C_2}\right)\right] + \omega^2 M^2}\,. \quad (5)$$

Wie bereits erwähnt, wird bei Bandfiltern stets $L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2$, also $\nu_1 = \nu_2 = \nu$ gemacht. Setzt man weiter

$$1 - \frac{1}{\omega^2 LC} = 1 - \frac{\nu^2}{\omega^2} = \frac{(\omega - \nu)(\omega + \nu)}{\omega^2} = \frac{\Delta\omega}{\omega}\left(1 + \frac{\nu}{\omega}\right),$$

wobei $\frac{\Delta\omega}{\pi} = 2\,\Delta f$ die Bandbreite genannt wird, so gilt für geringe Verstimmung $1 + \frac{\nu}{\omega} \approx 2$ und bei Dämpfungsgleichheit in beiden miteinander gekoppelten Kreisen ($R_1 = R_2 = R$)

$$\mathfrak{J}_e = \frac{1 + j\,\frac{2\,\Delta\omega}{\omega}\cdot\frac{\omega L}{R}}{\left[1 - \left(\frac{2\,\Delta\omega}{w}\right)^2\frac{\omega^2 L^2}{R^2} + \frac{M^2}{L_1 L_2}\cdot\frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right] + j\,\frac{4\,\Delta\omega}{\omega}\cdot\frac{\omega L}{R}}\cdot\frac{\mathfrak{U}_e}{R}\,. \quad (6)$$

Mit dem bereits eingeführten Kopplungsfaktor $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ sowie der Kreisgüte $\varrho = \frac{\omega L}{R}$ und der Verstimmung $v = \frac{2\,\Delta\omega}{\omega} = \frac{2\,\Delta f}{f}$ ergibt sich die übersichtliche Beziehung

$$\mathfrak{J}_e = \frac{1 + j\,v\cdot\varrho}{(1 - v^2\varrho^2 + k^2\varrho^2) + j\,2\,v\,\varrho}\cdot\frac{\mathfrak{U}_e}{R}\,. \quad (6b)$$

Mit denselben Bezeichnungen folgt aus (1)

$$\mathfrak{J}_a = -\frac{j\,\omega M}{1+j\,v\,\varrho}\cdot\frac{\mathfrak{J}_e}{R}, \qquad (7)$$

hierin (6b) eingesetzt, ergibt

$$\mathfrak{J}_a = -\frac{j\,\omega\,M}{(1-v^2\varrho^2+k^2\varrho^2)+2\,j\,v\,\varrho}\cdot\frac{\mathfrak{U}_e}{R^2}. \qquad (7a)$$

Weil $\mathfrak{J}_a = j\,\omega C\,\mathfrak{U}_a$, findet man schließlich das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung

$$\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e} = -\frac{k\cdot\varrho^2}{[1-\varrho^2(v^2-k^2)]+j\,2\,v\,\varrho} \qquad (8)$$

mit dem Absolutwert

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}\right| = \frac{k\cdot\varrho^2}{\sqrt{[1-\varrho^2(v^2-k^2)]^2+4\,v^2\varrho^2}}. \qquad (8a)$$

Dieses Verhältnis ist offensichtlich von den drei Größen: Kopplungsfaktor k, Kreisgüte ϱ und Verstimmung v abhängig. Ist zum Beispiel die Verstimmung $v = 0$, so ist das Verhältnis für Bandbreitenmitte (für $k\cdot\varrho > 1$)

$$\left.\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}\right|_{v\to o} = \frac{k\cdot\varrho^2}{1+k^2\varrho^2} \qquad (8b)$$

ein Minimum (Einsattelung der Bandfilterkurve). Das Maximum der Übersetzung erhält man für die Höcker

$$-\varrho^2(v^2-k^2) = 1, \quad v\cdot\varrho = \sqrt{k^2\varrho^2-1}; \qquad (8c)$$

denn dann ist nach (8a)

$$\left.\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}\right|_{max} = \frac{\varrho}{2}.$$

Wie Gleichung (8c) erkennen läßt, ist $k\cdot\varrho = 1$ der untere Grenzwert für reelle Ausdrücke von $v\cdot\varrho$. Die Bedingung für kritische Kopplung ist demnach

$$k = \frac{1}{\varrho}. \qquad (8d)$$

Für dämpfungslose Kreise ($R_1 = R_2 = 0$) wird die Güte $\varrho \to \infty$, das heißt, für $k \to 0$ fallen die beiden Höcker zu einem einzigen Maximum zusammen (siehe auch Gleichung (4)). Bei Berücksichtigung der Verluste tritt die kritische Kopplung bereits bei Werten von $k > 0$ auf. Ist die Güteziffer zum Beispiel $\varrho = 100$, so ergibt sich nur noch ein einziges Maximum der Durchlaßkurve für den Kopplungsfaktor $k \leq \frac{1}{100} = 1\%$. Für größere Werte von k bzw. $k\cdot\varrho > 1$ (überkritische Kopplung) treten zwei Höcker mit einer dazwischenliegenden Einsattelung auf. Ist $k\cdot\varrho < 1$ (unterkritische Kopplung), so erhält man nur ein Maximum. Im Bild 2 sind einige Bandfilterkurven im logarithmischen Maßstab gezeichnet. Die eingefügte db-Skala gestattet die Ablesung der jeweiligen Dämpfung. Die Kurve für kritische Kopplung $k\cdot\varrho = 1$ hat nur ein Maximum bei $\varrho\cdot v = 0$, ebenso die Kurven für unterkritische Kopplung $k\cdot\varrho = 0{,}5$ und $k\cdot\varrho = 0{,}25$, deren Maxima mit den Einsattelungen (Minima) der Kurven für überkritische Kopplung $k\cdot\varrho = 2 = \frac{1}{0{,}5}$ bzw. $k\cdot\varrho = 4 = \frac{1}{0{,}25}$ zusammenfallen. Hinsichtlich der Bandbreite ergeben sich für überkritische Kopplung große Vorteile. So zeigt die Bandfilterkurve für $k\cdot\varrho = 2$ im Bereich $\varrho\cdot v$ von $-2{,}2$ bis $+2{,}2$ zum Beispiel eine maximale Abweichung von 2 db = 0,23 Np (1 db = 0,115 Np). Für eine Kreisgüte $\varrho = 100$ ergeben

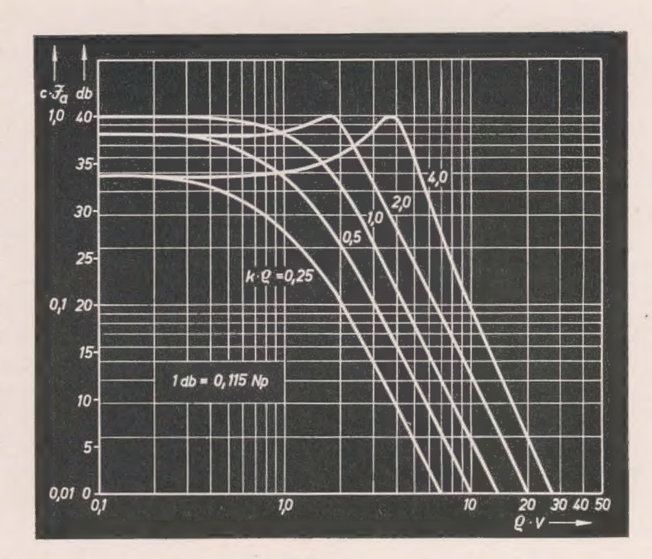


Bild 2: Bandfilterkurven

sich in diesem Beispiel der Kopplungsfaktor $k = 2/100 = 2\%$ und eine maximale Verstimmung $v = 2{,}2/100 = 0{,}022$. Wegen der Beziehung $v = \frac{2\,\Delta\omega}{\omega} = \frac{2\,\Delta f}{f}$ ist die gesamte Bandbreite dieses Filters $2\,\Delta f = v\cdot f = 0{,}022\cdot f$, bei einer ZF von 468 kHz ist also $2\,\Delta f = 10{,}3$ kHz.

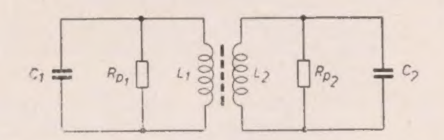


Bild 3: Bandfilter mit Paralleldämpfung

Ein wichtiger Begriff ist die Eingangsimpedanz $\mathfrak{R}_e$ des Bandfilters. Man berechnet sie aus $\mathfrak{U}_e = \frac{\mathfrak{J}_e}{j\,\omega C}$ zu

$$\mathfrak{R}_e = \frac{L}{C}\cdot\frac{\mathfrak{J}_e}{\mathfrak{U}_e}. \qquad (9)$$

Setzt man hierin (6b) ein, so ergibt sich mit $\frac{L}{RC} = \frac{\omega L}{R}\cdot\frac{1}{\omega C} = \varrho\sqrt{\frac{L}{C}}$ für den Absolutwert

$$|\mathfrak{R}_e| = \frac{\varrho\cdot\sqrt{\frac{L}{C}}\cdot\sqrt{1-\varrho^2 v^2}}{\sqrt{[1-\varrho^2(v^2-k^2)]^2+4\,\varrho^2 v^2}}. \qquad (10)$$

Im Resonanzfall ($v = 0$) ist

$$|\mathfrak{R}_e|_{v=0} = \frac{\varrho\cdot\sqrt{\frac{L}{C}}}{1+k^2\varrho^2}. \qquad (10a)$$

Wählt man $L = 0{,}577$ mH, $C = 200$ pF, so ist die ZF = 468 kHz und $\sqrt{\frac{L}{C}} = 1700\,\Omega$. Für eine Kreisgüte $\varrho = 100$ und einen Kopplungsfaktor $k = 2\%$ sind $k\cdot\varrho = 2$ und bei Resonanz die Eingangsimpedanz $\mathfrak{R}_e = 34000\,\Omega$. Bei einer Verstimmung $v = 0{,}008$, entsprechend einer Frequenzänderung um 3,75 kHz, ist die Eingangsimpedanz nach (10) immer noch 22000 Ω.

Etwas anders liegen die Verhältnisse bei einem Bandfilter für den ZF-Verstärker eines Fernsehgerätes. Abgesehen davon, daß die ZF wesentlich höher ist — etwa 18 bis 45 MHz —, muß hier ein sehr viel breiteres Frequenzband übertragen werden. Für eine ZF von 23 MHz wählt man $L = 6\,\mu$H. Dann ergibt sich aus

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{LC}} \text{ in MHz}$$

(L in μH, C in pF) der Wert von

$$C = \frac{1}{L}\left(\frac{159}{f_0}\right)^2 = 8 \text{ pF}$$

und damit der Kennwiderstand

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = 866\,\Omega.$$

Mit einer zu übertragenden Bandbreite $2\,\Delta f = 5$ MHz wird die Verstimmung an den Bandenden $v = 0{,}218$. Ist $v\cdot\varrho = 1$,

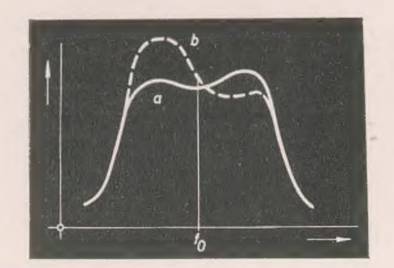


Bild 4: Bandfilterkurven a) mit und b) ohne Neutralisation der Gitter-Anoden-Kapazität $C_{g/a}$

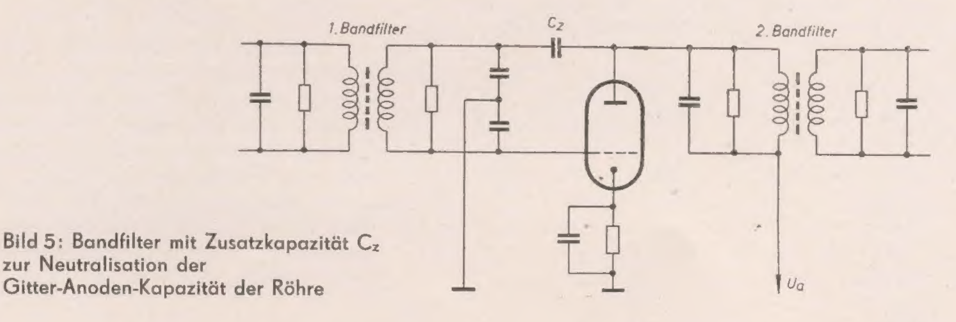


Bild 5: Bandfilter mit Zusatzkapazität C_z zur Neutralisation der Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre

erhält man für die Güte $\varrho = \frac{1}{v} = 4{,}6$, also einen sehr kleinen Wert als Folge der großen Bandbreite.

Für ein parallelgedämpftes Bandfilter nach Bild 3 gilt für die Güte

$$\varrho = \frac{Rp}{\omega L} = Rp\sqrt{\frac{C}{L}},\ Rp = \varrho\sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (11)$$

dabei ist der zur Dämpfung notwendige Parallelwiderstand $Rp \approx 4\ k\Omega$. Für kritische Kopplung ist nach (8d) der Kopplungsfaktor $k = \frac{1}{\varrho} = v = 0{,}218 \approx 22\%$ zu wählen.

Bei der Messung von Bandfilterkurven stellt man häufig bei überkritischer Kopplung fest, daß die beiden Höcker unsymmetrisch liegen. Statt der anzustrebenden Kurve „a" im Bild 4 erhält man dann eine Kurve, die etwa dem Verlauf von „b" (im Bild 4 gestrichelt gezeichnet) entspricht. Der Grund für diesen Unterschied in den Höhen der beiden Höcker ist die störende Gitter-Anoden-Kapazität der auf das Bandfilter folgenden Röhre. Bild 5 zeigt eine Schaltungsmaßnahme zum Ausgleich der unsymmetrischen Bandfilterkurve: Statt mit einer Kapazität wird das Bandfilter auf der Sekundärseite mit zwei gleich großen hintereinander geschalteten Kondensatoren abgestimmt. Die Mitte dieses Spannungsteilers liegt an Masse, und zwischen dem heißen Ende des Bandfilters und der Anode der Folgeröhre wird eine Kapazität von etwa der Größe $C_{g/a}$ der betreffenden Röhre geschaltet. Wie man aus

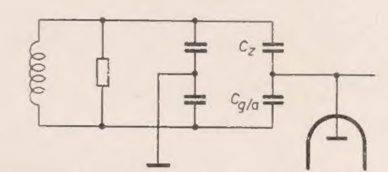


Bild 6: Brückenschaltung zur Neutralisation von $C_{g/a}$

Bild 6 erkennt, wird durch die Brückenschaltung der vier Kapazitäten die störende Kapazität $C_{g/a}$ neutralisiert.

Ing. H. H. SPÖRL

Die Verstärkungsverminderung und Phasendrehung bei der oberen Frequenzgrenze einer Breitbandverstärkerstufe

Breitbandverstärker, wie sie in der Praxis häufig gebraucht werden, haben die Aufgabe, ein möglichst breites Frequenzband gleichmäßig zu verstärken, das heißt, für alle Frequenzen soll die Verstärkung möglichst gleichmäßig und ohne Phasendrehung erfolgen. Von großer Bedeutung ist dieses Problem zum Beispiel bei der Konstruktion eines Oszillografenmeßverstärkers, da es sich hier meist um die Verstärkung verzerrter (nicht sinusförmiger) Schwingungen handelt. Eine verzerrte Schwingung läßt sich aber nach Fourier in Sinus- und Kosinusschwingungen zerlegen, deren Frequenzen von der Grundwelle (Frequenz der verzerrten Schwingung) bis hinauf zur höchsten Oberwelle reichen. Der Verstärker muß also gleichzeitig viele Teilfrequenzen verstärken, obwohl die Meßfrequenz niedrig sein kann. Am Ausgang des Verstärkers setzt sich dann die ursprüngliche Kurvenform wieder aus den Teilfrequenzen zusammen. Daraus ist ersichtlich, daß bei steigender oder fallender Frequenz eine Verstärkungsminderung oder Phasendrehung eine Veränderung der Kurvenform zur Folge hätte, das Meßergebnis also verfälscht wäre.

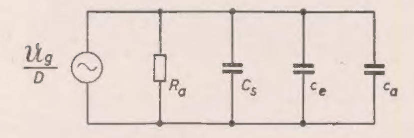


Bild 1: Ersatzschaltung für die parallel zum Außenwiderstand wirkende Röhren- und Schaltkapazität

Bei der unteren Grenzfrequenz liegen die Verhältnisse etwas einfacher und dürften hinreichend bekannt sein. Im folgenden sollen die Vorgänge bei der oberen Grenzfrequenz erläutert und Hinweise zur Verbesserung der Verstärkung gegeben werden.

Allgemein gilt für die Verstärkung einer Röhre:

$$V = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = \frac{R_a}{D\,(R_i + R_a)} = S' \cdot R_a. \quad (1)$$

Für eine Pentode kann diese Beziehung noch vereinfacht werden, da $R_i \gg R_a$ ist, und man erhält für die Verstärkung:

$$V = S \cdot R_a. \quad (1a)$$

Diese Gleichung gilt allerdings nur bei mittleren Frequenzen. Bei hohen Frequenzen, das heißt bei der oberen Grenzfrequenz, muß beachtet werden, daß die Röhren- und Schaltkapazität, parallel zum Außenwiderstand wirkend, die Verstärkung vermindern werden. Außerdem bleibt durch diese Kapazität der Außenwiderstand nicht mehr reell, es tritt eine Phasendrehung zwischen Anodenwechselspannung und Anodenwechselstrom ein.

Der neue Außenwiderstand ergibt sich damit nach der Ersatzschaltung (Bild 1) zu:

$$\mathfrak{R}_a \cdot e^{\pm j\varphi} = \frac{R_a \cdot \frac{1}{j\,\omega C_p}}{R_a + \frac{1}{j\,\omega C_p}}. \quad (2)$$

Darin ist C_p die Schaltkapazität plus Röhrenkapazität.

Für die Verstärkung gilt dann:

$$V = S \cdot |\mathfrak{R}_a|, \quad (3)$$

V sinkt also mit steigender Frequenz.

Da nun aber die Verstärkungsverminderung und die Phasendrehung innerhalb der Grenzfrequenzen sehr klein sein sollen und die obere Grenzfrequenz möglichst hoch liegen soll, muß versucht werden, die schädliche Parallelkapazität C_p auf irgendeine Art herabzusetzen. In erster Linie wird diese Kapazität durch einen kapazitätsarmen Aufbau auf ein Mindestmaß herabgedrückt. Die restliche Kapazität kann dann nur noch durch eine in Reihe mit dem Außenwiderstand geschaltete Induktivität vermindert werden. Man erhält also als resultierenden Außenwiderstand einen Schwingungskreis mit großer Dämpfung durch R_a oder einfacher gesagt, ein Netzwerk, und nach der Ersatzschaltung (Bild 2) den komplexen Außenwiderstand zu:

$$\mathfrak{R}_a \cdot e^{\pm j\varphi} = \frac{(R_a + j\,\omega L) \cdot \frac{1}{j\,\omega C_p}}{R_a + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)}. \quad (2a)$$

Für die Verstärkung interessiert nun aber nur der absolute Betrag des komplexen Außenwiderstandes,

$$V = S \cdot |\mathfrak{R}_a| = S \cdot \frac{\sqrt{R_a^2 + (\omega L)^2} \cdot \frac{1}{\omega C_p}}{\sqrt{R_a^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)^2}}. \quad (3a)$$

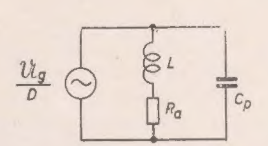


Bild 2: Ersatzschaltung zur Verminderung der schädlichen Parallelkapazität C_p

Da die Verstärkung konstant bleiben soll, muß

$$S \cdot R_a = S \cdot |\mathfrak{R}_a|$$

sein.

Daraus ergibt sich

$$R_a = |\mathfrak{R}_a| = \frac{\sqrt{R_a^2 + (\omega L)^2} \cdot \frac{1}{\omega C_p}}{\sqrt{R_a^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)^2}}. \quad (4)$$

Durch Umformen dieser Gleichung erhält man:

$$\omega L = \frac{\frac{1}{\omega C_p} \cdot R_a^2}{R_a^2 - \left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2} \pm \sqrt{\left[\frac{\frac{1}{\omega C_p} \cdot R_a^2}{R_a^2 - \left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2}\right]^2 - \frac{R_a^4}{R_a^2 - \left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2}}. \qquad (5)$$

Zur Lösung der Gleichung (5) muß nun noch die obere Grenzkreisfrequenz ω bekannt sein.

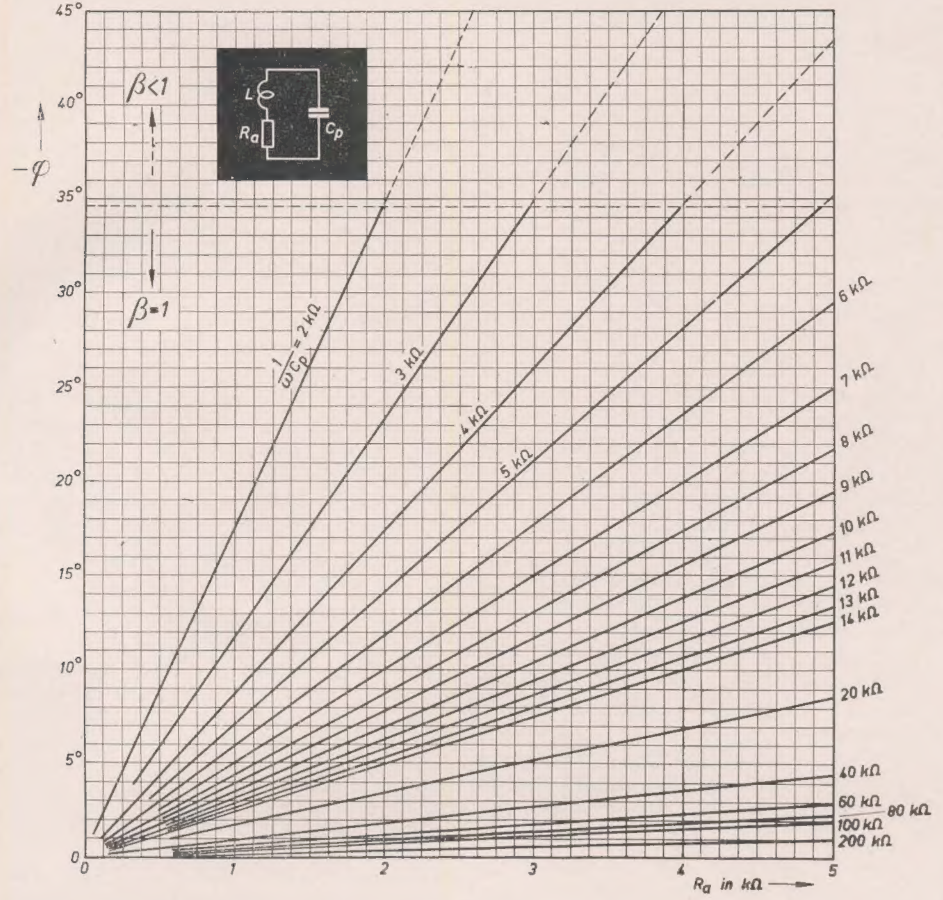


Bild 3: Phasenwinkel des komplexen Außenwiderstandes in Abhängigkeit vom Außenwiderstand. Parallelkapazität als Parameter

Diese kann aber nicht mehr nach den bisher bekannten Beziehungen ermittelt werden, da ganz andere Verhältnisse vorliegen. Gleichung (5) läßt jedoch erkennen, daß

$$\left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2 > R_a^2$$

sein muß, wenn der Wurzelausdruck nicht imaginär werden soll.

Soll keine Verstärkungsverminderung eintreten, muß also

$$\omega < \frac{1}{R_a \cdot C_p}$$

bzw.

$$f_{Hg} < \frac{1}{R_a \cdot C_p \cdot 2\pi} \qquad (6)$$

sein.

Die obere Grenzkreisfrequenz kann also hinreichend genau aus Gleichung (6) ermittelt und, in Gleichung (5) eingesetzt, zur Berechnung der Induktivität der Anodendrossel benutzt werden.

Damit ergibt sich nun bis zur oberen Grenzfrequenz keine Verstärkungsverminderung. Trotzdem erfolgt eine Phasendrehung, deren Betrag sich aus Gleichung (2 a) wie folgt errechnet:

$$\mathfrak{R}_a \cdot e^{\pm j\varphi} = \frac{(R_a + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C_p}}{R_a + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)} = \frac{\sqrt{R_a^2 + (\omega L)^2} \cdot e^{j \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R_a}} \cdot \frac{1}{\omega C_p} \cdot e^{-j 90°}}{\sqrt{R_a^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_p}\right)^2} \cdot e^{j \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C_p}}{R_a}}}. \qquad (7)$$

Aus Gleichung (5) geht wiederum hervor, daß $\omega L < \frac{1}{\omega C_p}$ wird. Damit wird nun aber in (7) der Exponent $j \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C_p}}{R_a}$ negativ. Schreibt man zur Vereinfachung:

$$+\varphi_1 \mathrel{\hat{=}} +j \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R_a};$$

$$-\varphi_2 \mathrel{\hat{=}} -j \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C_p}}{R_a},$$

so erhält man den Phasenwinkel des komplexen Außenwiderstandes zu

$$-\varphi = 90° - (\varphi_1 + \varphi_2). \qquad (8)$$

Dies ist dann gleichfalls der Phasenwinkel der Anodenwechselspannung gegenüber dem Anodenwechselstrom, da

$$\mathfrak{U}_a \cdot e^{\pm j\varphi} = \mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{R}_a \cdot e^{\pm j\varphi}$$

ist.

Diese Phasendrehung kann mitunter sehr große Werte annehmen.

Da sie vom Außenwiderstand und der Parallelkapazität abhängt, letztere aber nicht verändert werden kann, soll eine grafische Darstellung (Bild 3) einen Überblick über die jeweils günstigsten Verhältnisse bei verschiedenen Werten von R_a und $\frac{1}{\omega C_p}$ geben, wobei stets eine Induktivität nach Gleichung (5) in Reihe mit dem Außenwiderstand liegen soll, die Verstärkung also konstant ist.

Gleichzeitig ist aus diesem Diagramm zu erkennen, bis zu welchen Werten von C_p und R_a noch keine Verstärkungsminderung β auftritt.

$$\beta = \frac{V_h}{V_m} = \frac{S\,|\mathfrak{R}_a|}{S \cdot R_a}, \qquad (9)$$

V_m = mittlere oder ungeschwächte Verstärkung,

V_h = Verstärkung bei hohen Frequenzen.

Oberhalb der Grenzlinie wird $\beta < 1$, zusätzlich zur Phasendrehung tritt also eine Verstärkungsminderung auf.

Sockelbezeichnungen

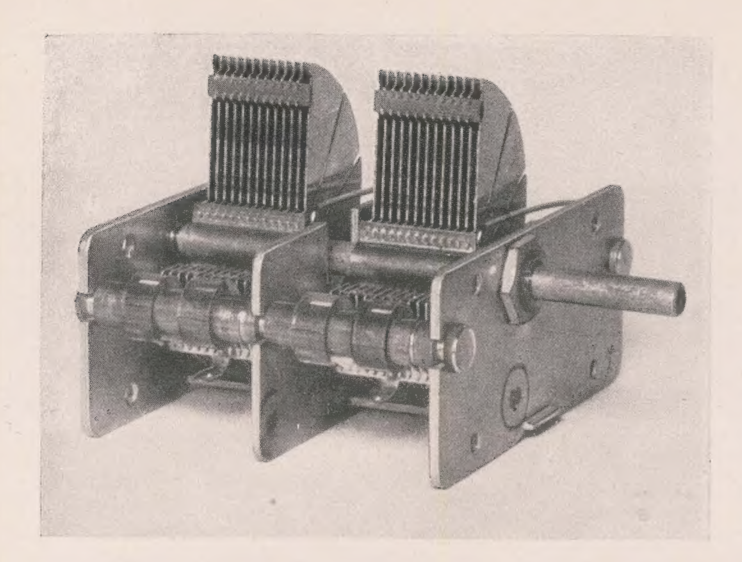
Der Röhrensockel ist immer an der Röhre selbst befestigt, die mit ihrem Sockel in die Röhrenfassung eingesetzt wird. Dieser Unterschied zwischen Sockel und Fassung ist klar und wird allgemein beachtet.

Schwierig wird dagegen die Bezeichnung bei den modernen sockellosen Röhren, zum Beispiel den Miniaturröhren. So ist es paradox, bei den sockellosen Röhren von einem Novalsockel und Miniaturröhrensockel zu sprechen. Dazu kommt, daß bald jede Röhrenfabrik ihre eigenen Bezeichnungen anwendet. Diese lauten:

bei Philips-Valvo und Siemens	Novalsockel	Miniaturröhrensockel
bei Telefunken	Pico-9-Sockel	Pico-7-Sockel
bei Lorenz	9-Stift-Miniatursockel	7-Stift-Miniatursockel
beim VEB Werk für Fernmeldewesen „HF"	Miniaturröhre mit 9 Stiften	Miniaturröhre mit 7 Stiften

Ing. Fritz Kunze

Ing. J. BLUHM



Der 120°-frequenzlineare

Zur Abstimmung in Rundfunkempfängern wird ein Drehkondensator mit einem Kapazitätsbereich von etwa 10 bis 500 pF benötigt. Derartige Drehkondensatoren werden in einfach, zweifach und dreifach gekuppelter Ausführung hergestellt. Um eine zweckmäßige Verteilung der Sendernamen auf den Empfängerskalen zu erhalten, muß der Kapazitätsverlauf von Drehkondensatoren bestimmten Bedingungen entsprechen. Der Halbkreisplattenkondensator erfüllt diese Bedingungen nicht. Aus der Forderung, eine mit der Wellenlängenänderung annähernd proportionale Verteilung zu erzielen, entstand vor 25 Jahren der Mittellinien- oder Nierenplattenkondensator. Durch den Übergang auf gleichmäßige Frequenzeichung der Skalen wäre der sogenannte Frequenzplattenkondensator vorteilhafter. Da aber Sender in einem Frequenzbereich von 500 bis 1650 kHz (Frequenzvariation $v_E = 3{,}3$) empfangen werden sollen, benötigt dieser Drehkondensator hohen Materialaufwand, und zwar die doppelte Anzahl Platten. Seine Herstellung und der Abgleich sind schwierig. Aus diesem Grunde wird in der Empfängerproduktion bis heute der Mittellinienkondensator verwendet. Auch das Normblatt DIN 41360 ist noch darauf aufgebaut.

Durch den Kopenhagener Wellenplan entstand jedoch ab 15. 3. 1950 eine neue Situation, da viele Länder wichtige Sender in dem Bereich von etwa 1000 bis 1600 kHz betreiben sollen. Um diese Sender auf den Skalen gut zu verteilen, mußte ein neuer Drehkondensator geschaffen werden, der, abweichend von der vorgeschlagenen Norm, einen verbesserten Kapazitätsverlauf besitzt. Unter Berücksichtigung der Stabilitätsforderungen und üblichen Abmessungen (Plattenabstand 0,3 mm, 12 Stator- und 13 Rotorplatten) wurde als beste Lösung der sogenannte „120°-frequenzlineare Drehkondensator“ ermittelt. Dieser Drehkondensator ergibt bei der vorgeschriebenen Anfangskapazität des Abstimmkreises (zum Beispiel 52 pF) zwischen 0° und 120° Eintauchwinkel des Rotors eine genau frequenzlineare Senderverteilung. Mit dem neuen Drehkondensator kann also der Bereich von 500 bis 1650 kHz bestrichen werden, wobei der Bereich 750 bis 1650 kHz eine gleichmäßige Frequenzteilung erhält. Bei einer endgültigen Festlegung von Normen wäre es angebracht, einen derartigen Kapazitätsverlauf zugrunde zu legen.

Da in der Literatur schon viele Berechnungen der „Randkurven“ von Drehkondensatoren, aber selten technisch mögliche Ausführungsformen beschrieben wurden, sollen nachstehend einmal die Unterschiede zwischen Theorie und Praxis aufgezeigt werden.

Der technisch brauchbare Drehkondensator soll den vorgeschriebenen Kapazitätsverlauf bei voller Ausnutzung des Drehwinkels von 0° bis 180° zeigen. Die üblichen Berechnungen setzen einen Aufbau voraus, bei dem die Rotorunterkanten und Statoroberkanten bei herausgedrehtem Rotor in einer Ebene liegen. Dieser „theoretische“ Drehkondensator zeigt eine hohe Anfangskapazität und eine undefinierte Kapazitätsänderung bei Beginn der Plattendrehung.

Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde der Drehpunkt nach außen gerückt, das heißt, er befindet sich oberhalb der Statoroberkanten. Ebenfalls wurden Abschrägungen der Rotorunterkanten vorgeschlagen. Diese Maßnahmen verringern aber den ausnutzbaren Drehwinkel beträchtlich. Durch einen weiteren Kunstgriff, durch die sogenannte „Rotornase“, ist es gelungen, einen Drehkondensator zu schaffen, der bei geringster Anfangskapazität sofort nach dem Eintauchen die verlangte Kapazitätszunahme aufweist. Die Fläche dieser „Rotornase“ muß genau so groß sein wie die vorher errechneten Teilflächen F, um den idealen Kapazitätsverlauf zu erzielen.

Bild 1 zeigt die Rotorplatte eines modernen Rundfunkdrehkondensators. Da die Nase etwa zwischen 150° und 180° Drehung wieder aus dem Stator ragt, erhält der Rotor eine sogenannte „Nasenausgleichfläche“, um den vorgeschriebenen Kapazitätsverlauf zu gewährleisten. Zu beachten ist, daß die eintauchenden Teilflächen (Radien) des Rotors (der Nase) nicht mehr durch eine Verbindungslinie zum Drehpunkt, sondern durch Tangenten an einen Hilfskreis um den Drehpunkt vom Durchmesser 2b begrenzt werden!

Die eigentliche Berechnung des Kapazitätsverlaufes erfolgt aus der Forderung nach einem vorgeschriebenen, unter Umständen beliebigen Verlauf der Frequenzeichung des Gerätes. Da bei gegebener Anfangskapazität C'_a und Frequenzvariation v_E des Gerätes die erforderliche Endkapazität C'_e festliegt, kann noch der dazwischenliegende Kapazitätsbereich bestimmte Forderungen erfüllen. Er kann zum Beispiel zwischen 0° und 120° Drehung eine frequenzlineare Eichung ermöglichen und zwischen 120° und 180° die erforderliche Endkapazität erreichen. Auch kann zwischen bestimmten Winkelgraden eine besonders kleine, für eine Kurzwellenbanddehnung günstige Frequenzänderung erfolgen.

Nachdem in Form einer „Wunschkurve“ bestimmten Winkelgraden des

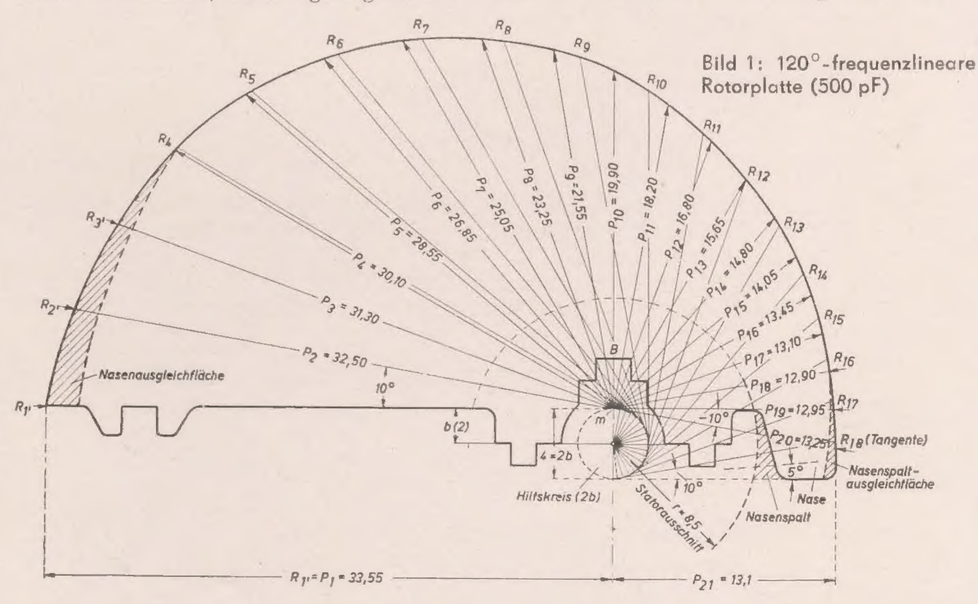


Bild 1: 120°-frequenzlineare Rotorplatte (500 pF)

Rundfunkdrehkondensator 500 pF

Drehkondensators die geforderten Frequenzen zugeordnet sind, wird der zugehörige Kapazitätsverlauf errechnet. Dieser nunmehr festgelegte Kapazitätsverlauf, unterteilt in Kapazitätsdifferenzen ΔC für je 10° Drehung, muß mit einer bestimmten Anzahl n von Stator- und Rotorplatten und einem bestimmten Abstand d derselben durch Berechnung geeigneter Rotorplattenradien R erreicht werden.

In der Praxis liegt meist der größte Radius R der Rotorplatten aus konstruktiven Gründen annähernd fest, während Anzahl n und Abstand d der Platten leichter verändert werden können.

Mit Hilfe des größten Radius R wird dann die wirksame Teilfläche F eines einzigen Rotorplattensegmentes für 10° Drehung errechnet. Um die geforderte Kapazitätsdifferenz ΔC mit dieser Teilfläche F zu erhalten, müssen jetzt der gewünschte Plattenabstand d festgelegt und die erforderliche Anzahl n der Platten (dieser Teilfläche) berechnet werden. Da die Zahl der Platten n stets eine ungerade sein muß, der Abstand d aber ebenfalls nicht beliebig geändert werden kann, ergibt schon die erste Überschlagsrechnung, ob der gewählte größte Radius R günstig ist. Sind alle vier Größen, R bzw. F, d und n, richtig gewählt, dann besitzt der Kondensator das geforderte ΔC für den größten Radius. Jetzt lassen sich mit Hilfe eines Proportionalitätsfaktors (zum Beispiel 1,42) aus den übrigen 17 ΔC-Werten die zugehörigen Teilflächen F und daraus die erforderlichen Rotorradien R berechnen. Die 18 ΔC-Werte sind sehr genau festzulegen, ihre Summe ergibt das Gesamt-ΔC des zu berechnenden Drehkondensators (zum Beispiel 513 pF). Diese Methode der Kapazitätsberechnung aus ΔC-Werten bzw. Teilflächen F der Rotorplatte gilt für beliebige Forderungen an den Kapazitätsverlauf des Drehkondensators und ist wegen ihrer Übersichtlichkeit bei praktischen Berechnungen zu bevorzugen. Anschließend soll nach dieser Methode der neue 120°-frequenzlineare Rundfunkdrehkondensator berechnet werden:

Frequenzvariation des Kreises:

$$v_E = \frac{1650 \text{ kHz}}{500 \text{ kHz}} = 3{,}3.$$

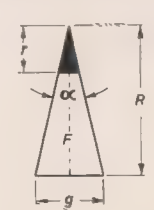
Kapazitätsvariation des Kreises:

$$v_E^2 = 10{,}9.$$

Anfangskapazität des Kreises:

$$C_a' = 52 \text{ pF}.$$

Bild 2: Die wirksame Teilfläche F eines Rotorplattensegmentes muß für einen Winkel α von 10° errechnet werden



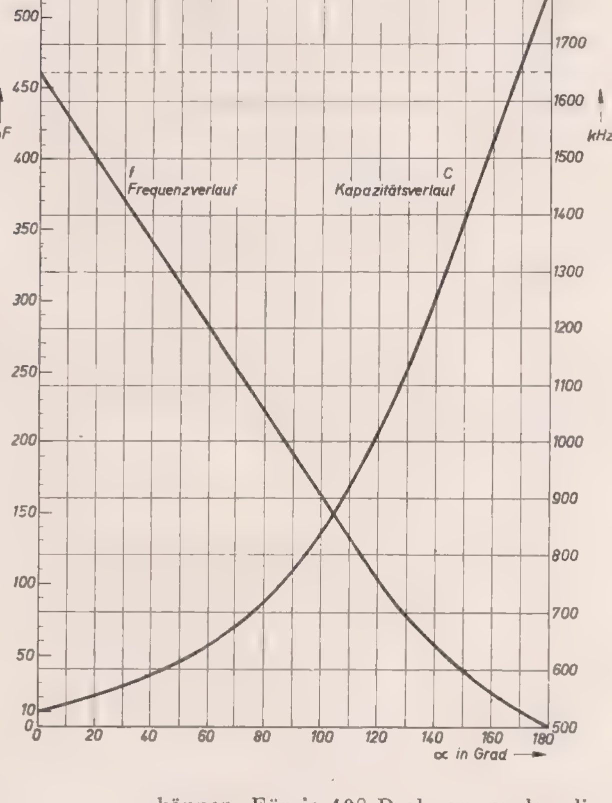


Bild 3: Eichkurve des 120°-frequenzlinearen Rundfunkdrehkondensators von 500 pF →

Endkapazität des Kreises:

$$C_e' = 565 \text{ pF}, \left(C_a' = \frac{\Delta C}{v_E^2 - 1}\right).$$

Kapazitätsänderung des Drehkondensators:

$$\Delta C = 565 - 52 = 513 \text{ pF (DIN)}.$$

Anfangskapazität des Drehkondensators:

$$C_a = 10 \text{ pF}.$$

Der Frequenzbereich zwischen 500 und 750 kHz soll beliebig, der Frequenzbereich zwischen 750 und 1650 kHz bei einer Drehung um 120° frequenzlinear verlaufen, das heißt, bei einer Drehung von 1° soll eine Frequenzänderung von $\frac{900}{120} = 7{,}5$ kHz erfolgen.

Diese Wunschkurve wird auf Millimeterpapier (DIN A 4) gezeichnet, um ihr alle Zwischenwerte entnehmen zu können. Für je 10° Drehung werden die Frequenzzwischenwerte festgelegt und die dazugehörigen Kapazitätswerte des Gerätes (Schwingkreises) aus nachstehendei Beziehung errechnet:

$$\frac{C_x}{C_1} = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2; \quad C_x = C_1 \cdot \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2; \qquad (1)$$

$$f_1 < f_2, \; C_1 > C_x.$$

Beispiel:

$$C_1 = 565 \text{ pF},$$
$$f_1 = 500 \text{ kHz},$$
$$f_2 = 1200 \text{ kHz}.$$

$$C_x = 565\left(\frac{500}{1200}\right)^2 = 565 \cdot 0{,}417^2$$
$$= 565 \cdot 0{,}174 = 98 \text{ pF}.$$

Die folgenden 19 Kapazitätswerte ergeben, um die Schalt- und Zusatzkapazitäten von 42 pF vermindert, den erforderlichen Kapazitätsverlauf des Drehkondensators:

Drehwinkel in °	Frequenz in kHz	Schwingkreiskapazität in pF		Drehkondensatorkapazität in pF	ΔC_D in pF
180	500	565		523	57 $= C_{D1}$
170	528	508		466	57
160	560	451		409	56
150	597	395		353	55
140	645	340		298	49
130	697	291		249	45
120	750	246		204	38
110	825	208		166	32
100	900	176		134	26 $= C_{D9}$
90	975	150	— 42 pF =	108	21
80	1050	129		87	17
70	1125	112		70	14
60	1200	98		56	11,5
50	1275	86,5		44,5	9,0
40	1350	77,5		35,5	8,0
30	1425	69,5		27,5	7,0
20	1500	62,5		20,5	6,0
10	1575	56,5		14,5	4,5 $= C_{D18}$
0	1650	52,0		10,0	

Die geforderte Kapazitätszunahme ergibt sich durch Addition der 18 Kapazitätsdifferenzen (Teilkapazitäten) ΔC_D und $C_a = 10$ pF. Zwischen 180° und 170° muß der Drehkondensator eine Abnahme um 57 pF zeigen, zwischen 170° und 160° eine weitere Abnahme von 57 pF usw. Die 18 Teilkapazitäten ΔC_D bilden die Grundlage der nun folgenden Teilflächen-(F) und Rotorradienberechnung (R).

Da der größte Radius der Rotorplatten und der Radius des Statorausschnittes aus konstruktiven Gründen bekannt sind, muß also hieraus das größte Segment mit der Fläche F_1 errechnet werden. Mit dieser Fläche F_1 kann nach Wahl des Abstandes d und der Plattenzahl n die geforderte größte Teilkapazität ΔC_{D1} verwirklicht werden.

Bild 2 zeigt ein derartiges Rotorplattensegment. Seine Fläche ist bei $\alpha = 10°$ mit genügender Genauigkeit gleich der Differenz zweier Dreiecke mit den Höhen R bzw. r. Der Flächeninhalt eines Dreiecks ist $\frac{g}{2} \cdot R$. Da aber $\frac{g}{2} : R = \mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2}$ ist, kann also $\frac{g}{2} = R \cdot \mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2}$ gesetzt werden und somit:

$$F' = R^2 \cdot \mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2}. \qquad (2)$$

Die wirksame Fläche F ist die Differenz beider Dreiecke:

$$F = \mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2}\,(R^2 - r^2). \qquad (3)$$

Durch Umformen erhält man hieraus

$$R = \sqrt{\frac{F}{\mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2}} + r^2} \qquad (3\,a)$$

zur Berechnung der Radien bei gegebenen Flächen F.

Für $\alpha = 10°$ und $\frac{\alpha}{2} = 5°$ gilt: $\mathrm{tg}\,5° = 0{,}088$ ($\mathrm{tg}\,2{,}5° = 0{,}044$).

Der Statorausschnitt ist aus konstruktiven Gründen ebenfalls bekannt; sein Radius r ist zum Beispiel 8,5 mm und $r^2 = 72$ mm².

Die Kapazität eines Plattenkondensators mit Luft als Dielektrikum errechnet man nach der Gleichung

$$C = \frac{F}{113 \cdot d}\,(n - 1) \qquad (4)$$

und daraus:

$$d = \frac{F}{113 \cdot C}\,(n - 1); \qquad (4\,a)$$

$$n = \frac{113 \cdot C \cdot d}{F} + 1; \qquad (4\,b)$$

$$F = \frac{113 \cdot C \cdot d}{n - 1}. \qquad (4\,c)$$

C in pF, F in mm², d in mm, n = Anzahl (Summe) der Belege.

Für das größte Segment F_1 erhält man jetzt (bei $R = 31{,}5$; $R^2 = 990$):

$$F_1 = 0{,}088\,(990 - 72) = 0{,}088 \cdot 918 = 81 \text{ mm}^2.$$

Drehwinkel in °	ΔC_D in pF	F in mm²	Rotorradien	R in mm	Fertigungshilfsradien P in mm
180	57	81	$R_1 = \sqrt{\frac{81}{0,088} + 72} = \sqrt{992} =$	31,5	P_1 33,55
170	57	81	$R_2 = \sqrt{\frac{81}{0,088} + 72} = \sqrt{992} =$	31,5	P_2 32,50
160	56	79,5	$R_3 = \sqrt{\frac{79,5}{0,088} + 72} = \sqrt{977} =$	31,2	P_3 31,30
150	55	78	$R_4 = \sqrt{\frac{78}{0,088} + 72} = \sqrt{958} =$	30,9	P_4 30,10
140	49	69,5	$R_5 = \sqrt{\frac{69,5}{0,088} + 72} = \sqrt{862} =$	29,4	P_5 28,55
130	45	64	$R_6 = \sqrt{\frac{64}{0,088} + 72} = \sqrt{800} =$	28,3	P_6 26,85
120	38	54	$R_7 = \sqrt{\frac{54}{0,088} + 72} = \sqrt{686} =$	26,2	P_7 25,05
110	32	45,5	$R_8 = \sqrt{\frac{45,5}{0,088} + 72} = \sqrt{589} =$	24,3	P_8 23,25
100	26	37	$R_9 = \sqrt{\frac{37}{0,088} + 72} = \sqrt{492} =$	22,2	P_9 21,55
90	21	30	$R_{10} = \sqrt{\frac{30}{0,088} + 72} = \sqrt{413} =$	20,3	P_{10} 19,90
80	17	24,5	$R_{11} = \sqrt{\frac{24,5}{0,088} + 72} = \sqrt{350} =$	18,7	P_{11} 18,20
70	14	20	$R_{12} = \sqrt{\frac{20}{0,088} + 72} = \sqrt{299} =$	17,3	P_{12} 16,80
60	11,5	16,3	$R_{13} = \sqrt{\frac{16,3}{0,088} + 72} = \sqrt{257} =$	16,0	P_{13} 15,65
50	9	12,8	$R_{14} = \sqrt{\frac{12,8}{0,088} + 72} = \sqrt{218} =$	14,8	P_{14} 14,80
40	8	11,4	$R_{15} = \sqrt{\frac{11,4}{0,088} + 72} = \sqrt{202} =$	14,2	P_{15} 14,05
30	7	9,95	$R_{16} = \sqrt{\frac{9,95}{0,088} + 72} = \sqrt{185} =$	13,6	P_{16} 13,45
20	6	8,5	$R_{17} = \sqrt{\frac{8,5}{0,088} + 72} = \sqrt{168,6} =$	13,0	P_{17} 13,10
10	4,5	6,4	$R_{18} = \sqrt{\frac{6,4}{0,088} + 72} = \sqrt{144,7} =$	12,0	P_{18} 12,90
0	—	—	P-Winkel	0°	P_{19} 12,95
—10	—	—	P-Winkel	—10°	P_{20} 13,25
			Rotorspitze	—	P_{21} 13,10

Werden für den Plattenabstand d 0,3 mm gewählt, ergibt sich für

$$n = \frac{113 \cdot 57 \cdot 0{,}3}{81} + 1 = \frac{1930}{81} + 1$$
$$n = 24 + 1 = 25.$$

Da n eine ungerade Zahl (25) sein muß, damit zwei Rotorplatten zum Abgleich außen liegen, wurde n = 25 (12 Stator-, 13 Rotorplatten) gewählt und der größte Radius R_1 mit 31,5 mm festgelegt.

Durch Anwendung der Gleichung (4c) für F werden die für jede Teilkapazität ΔC_D erforderlichen Flächen errechnet. Setzt man die Werte für die Flächen F in die vorher abgeleitete Formel für R ein, erhält man die einzelnen Radien. Diese Radien sind die Höhen der vereinfachten Dreieckflächen, müßten daher um —5° verschoben aneinandergereiht werden. Bleibt diese Korrektur unberücksichtigt, ist der Fehler aber nicht größer als die Differenz zweier aufeinanderfolgender Radien bzw. die dadurch hervorgerufene Flächenänderung. Werden die errechneten Radien nach der unten angegebenen Methode als Tangenten an den Hilfskreis (2b = 4 mm) aneinandergereiht, dann kann diese Verschiebung von —5° vorgenommen werden. Die verbleibenden 5° auf jeder Seite werden durch Extrapolieren (oder Kontrollrechnung mit $\alpha = 5°$, $\mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2} = 0{,}044$) ergänzt.

Zur Berechnung der 18 Teilflächen und Rotorradien mit Hilfe des erwähnten Proportionalitätsfaktors dienen die Gleichungen:

$$\text{für } n = 25,\ d = 0{,}3 \text{ mm},$$
$$\Delta\alpha = 10°\left(\mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2} = 0{,}088\right),$$
$$F = \frac{113 \cdot d}{n - 1} \cdot C = \frac{113 \cdot 0{,}3}{25 - 1} \cdot C = 1{,}42 \cdot C.$$

Der Proportionalitätsfaktor 1,42 dient zur Berechnung der Flächen F.

$$R = \sqrt{\frac{F}{\mathrm{tg}\,\frac{\alpha}{2}} + r^2} = \sqrt{\frac{F}{0{,}088} + 72}.$$

Eine Rotorplatte (Ur-Rotorplatte) mit diesen Radien würde aber, wie erwähnt, eine zu hohe Anfangskapazität und eine unberechenbare Kapazitätsänderung beim Eintauchen des kleinsten Segmentes F_{18} zeigen. Daher wird der Drehpunkt um

$b = 2$ mm gehoben und die Rotorplatte mit der erwähnten „Nase" versehen. Die errechneten Radien gehen dann nicht mehr durch den Drehpunkt, sondern sind Tangenten an einem Hilfskreis mit dem Durchmesser $2b = 4$ mm. Diese Nase liegt bei ausgedrehter Rotorplatte mit ihrer Unterkante in gleicher Höhe mit den Statorplatten; sie ist also 4 mm lang. Ihre Fläche muß genau der Summe der für die Ur-Rotorplatte errechneten Flächen (F_{16} bis F_{18}) für den zugehörigen Eintauchwinkel entsprechen. Außerdem ist die Fläche der bei eingedrehter Rotorplatte wieder aus dem Stator ragenden Nase zu den größten Flächen (F_1 bis F_3) zu addieren. (Radiusvergrößerung durch Nasenausgleichfläche etwa 2 mm.) Diese Umwandlung der Ur-Rotorplatte in die endgültige Form erfolgt auf einer Zeichnung im vergrößerten Maßstab (M 10 : 1), da die erforderliche Genauigkeit beim Planimetrieren (Flächenvergleich) anders nicht erreicht wird.

Zu beachten ist, daß die Nase aus fertigungstechnischen Gründen und zur Verringerung der Anfangskapazität nicht unmittelbar mit dem Mittelteil der Rotorplatte verbunden ist. Der erforderliche Spalt (Nasenspalt) bringt eine Verkleinerung der wirksamen Fläche der Nase, die ebenfalls durch eine Radienvergrößerung (Nasenspaltausgleichsfläche) auszugleichen ist.

Die Aufgabe ist gelöst, wenn die Rotorplatten die vorher genau berechneten Teilflächen F für je 10° Drehung aufweisen, wobei der Flächenverlust durch die herausragende Nase auszugleichen ist (Vergrößerung von R_1 bis R_3). Für die Fertigung werden zur Vereinfachung an Stelle der Tangenten R_1 bis R_{18} aus der Zeichnung (M 10 : 1) die Hilfsradien P_1 bis P_{21} entnommen und zur Werkzeugherstellung benutzt. Die für diesen Drehkondensator endgültig festgelegten Hilfsradien P sind unter P_1 bis P_{21} in die Tabelle eingetragen. Sie sind mit den errechneten Radien R (Tangenten) nicht vergleichbar, da sie von einem willkürlich gewählten Mittelpunkt m gemessen werden. Auch ihre Winkelteilung weicht von der für die Radien R ab.

Drehkondensatoren mit den beschriebenen Rotorplatten werden in die EAW-Geräte AT 462 und AT 560/AT 660 eingebaut und zeigen die erwartete Eichung. Eine gute Übereinstimmung zwischen Berechnung und Messung ist nur mit Hilfe dieser erwähnten Methode, zeichnerischer Sorgfalt und eines genau arbeitenden Werkzeugbaus zu erwarten.

Für einen Kondensator C_0 (mit zum Beispiel 25 Platten, davon 12 Statorplatten in Mittellage) gilt nach einer Verschiebung um a aus der genauen Mittellage mit einem Plattenabstand d:

$$C_1 = \frac{d^2}{d^2 - a^2} \cdot C_0, \qquad (5)$$

das heißt, bei genauer Mittellage besitzt er die **kleinste** Kapazität, nach einer Verschiebung des Rotors um $a = 0{,}03$ mm bei $d = 0{,}3$ mm steigt sie auf

$$C_1 = \frac{0{,}09}{0{,}09 - 0{,}0009} \cdot C_0 = 1{,}01 \cdot C_0, \quad (5a)$$

also um 1%. Zum Abgleich auf die „Sollkurve" dienen die beiden geschlitzten Außenrotorplatten. Bei einer Gesamtzahl von zum Beispiel $n = 25$ Platten können durch Abbiegen etwa $1/2\,n = 1/50 = -2\%$ abgeglichen werden, ein Wert, bei dem die oben genannte Verschiebung mit 1% Kapazitätsänderung schon stark eingeht. Da auch die Blechstärken die Kapazität beeinflussen, zum Beispiel beträgt bei einem Abstand $d = 0{,}3$ mm und einer Blechtoleranz von $\pm 0{,}003$ mm die dadurch hervorgerufene Streuung

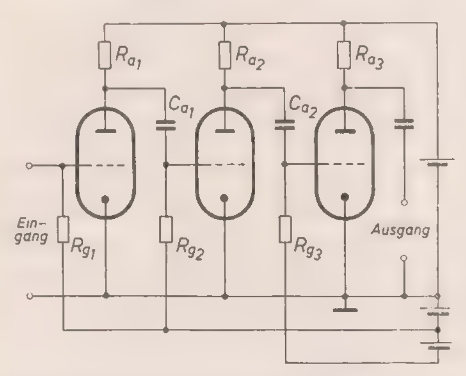
$$2 \cdot 0{,}003 : 0{,}3 = 6 : 300 = \pm 2\%$$

der Gesamtkapazität ist ersichtlich, mit welcher Sorgfalt derartige Drehkondensatoren gefertigt und abgeglichen werden müssen, wenn Genauigkeiten von $\pm 0{,}5\%$ verlangt werden.

HERBERT SCHÖNFELD

Beitrag zur Grenzfrequenz

Es entsteht die Frage, wie man die untere Grenzfrequenz eines mehrstufigen Widerstandsverstärkers berechnet, wenn die Stufen verschieden dimensioniert sind. Das Schaltbild zeigt einen derartigen Verstärker. Er unterscheidet sich von dem im Buch von Kammerloher „Hochfrequenztechnik, Teil II, Elektronenröhren und Verstärker," Leipzig 1941, S. 199, dargestellten Verstärker neben der unter-



Schaltung eines mehrstufigen Widerstandsverstärkers

schiedlichen Dimensionierung auch noch dadurch, daß in der Eingangsstufe der Kopplungskondensator fehlt.

In dem oben erwähnten Buch finden wir auf Seite 200 für den Spannungsrückgang p die Gleichung

$$p = \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{\omega^2 C_a^2}}}. \qquad (1)$$

Bekanntlich gilt als Definition der Grenzfrequenzen f_t und f_n der Spannungsrückgang ihrer Amplituden auf 70% des Normalwertes.

Da die untere Grenzfrequenz f_t nicht bekannt und sie auch für jede Stufe verschieden ist, kann man den gewünschten Spannungsrückgang $p = 0{,}7$ durch folgendes Verfahren ermitteln:

Für jede einzelne Stufe errechnet man den Spannungsrückgang p für verschiedene Kreisfrequenzen, deren Wert angenommen wird, und ermittelt daraus das Spannungsverhältnis für den ganzen Verstärker. Dieses Verfahren ist solange fortzusetzen, bis man den gewünschten Spannungsrückgang $p = 0{,}7$ erreicht hat. Als Analogie gilt die experimentelle Aufnahme des Frequenzganges, wobei ja auch die Frequenz stetig geändert wird.

Da, wie bereits erwähnt, in der ersten Stufe der Kopplungskondensator fehlt, ist $C_a = \infty$, $\frac{1}{C_a^2} = 0$. Somit wird aus Gleichung (1)

$$p_1 = 1.$$

Mit den obigen Bezeichnungen ist der Spannungsrückgang für die zweite Stufe

$$p_2 = \frac{R_{g2}}{\sqrt{R_{g2}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_a^2}}} \qquad (2)$$

und entsprechend für die dritte Stufe

$$p_3 = \frac{R_{g3}}{\sqrt{R_{g3}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_a^2}}}. \qquad (3)$$

Somit ist der Spannungsrückgang p für den ganzen Verstärker

$$p = p_1 \cdot p_2 \cdot p_3. \qquad (4)$$

Beispiel:

$C_a = 4 \cdot 10^{-9}$ F
(für die 2. und 3. Stufe gleich);
$R_{g2} = 2 \cdot 10^6\ \Omega$;
$R_{g3} = 3 \cdot 10^6\ \Omega$.

Angenommen: $\omega = 185\ s^{-1}$.

Dann ist:

$$p_2 = \frac{2 \cdot 10^6}{\sqrt{4 \cdot 10^{12} + \frac{1}{185^2 \cdot 16 \cdot 10^{-18}}}} = 0{,}829,$$

$$p_3 = \frac{3 \cdot 10^6}{\sqrt{9 \cdot 10^{12} + \frac{1}{185^2 \cdot 16 \cdot 10^{-18}}}} = 0{,}912,$$

$$p = 1 \cdot 0{,}829 \cdot 0{,}912 = 0{,}756.$$

Die Kreisfrequenz war also zu hoch gewählt.

Nimmt man $\omega = 160\ s^{-1}$ an, dann wird:

$p_1 = 1,$
$p_2 = 0{,}787,$
$p_3 = 0{,}887,$
$p = 0{,}7.$

Die zweite Rechnung ergab den gewünschten Wert $p = 0{,}7$ bei einer Kreisfrequenz von $\omega = 160\ s^{-1}$. Da $\omega = 2\pi f$, errechnet sich die untere Grenzfrequenz des Beispiels zu $f_t = \frac{\omega}{2\pi} = 25$ Hz.

Bei mehreren von $p = 0{,}7$ abweichenden Werten kann die richtige Kreisfrequenz durch Interpolation der p- und ω-Werte gefunden werden.

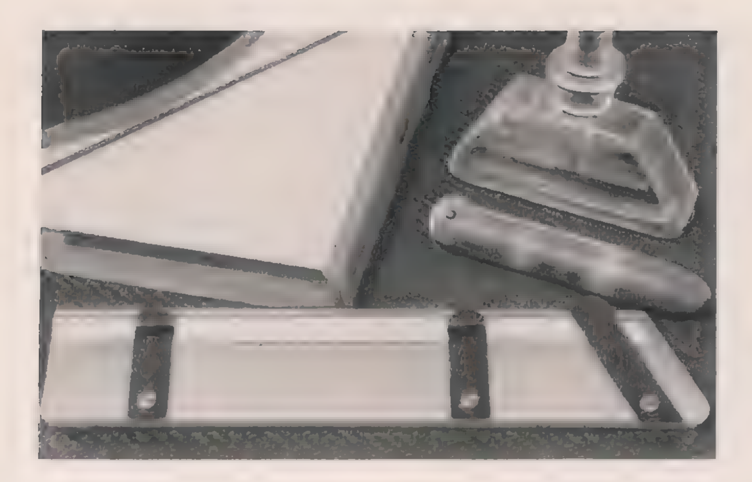


Bild 13: Tonbandmappe mit Band, Cutterschablone mit Rolle und Lösungsmittel

OTTO ERNST

Bauanleitung für einen

4. Fortsetzung und Schluß

Der Netzteil

Nicht immer wird, wie im beschriebenen Gerät, ein ausreichend dimensionierter Netzteil des Rundfunkgerätes zur Verfügung stehen, um auch noch die Speisespannungen für den Magnetbandspieler entnehmen zu können. Wir finden aber unterhalb der Grundplatte noch genügend Platz, um ihn dort harmonisch einzuordnen. Bei einem getrennten Netzteil ist die Leitungsführung über S_5 zu berücksichtigen. Hiermit schalten wir dann nicht mehr den Heizkreis, sondern die primärseitige Zuführung zum Stromversorgungsteil. Auf gute Siebung der Anodenspannungen ist besonderer Wert zu legen.

Beim Aufbau der aus Bild 14 ersichtlichen Schaltung muß beachtet werden, daß der Trafo und die Drossel erst nach Fertigstellung des gesamten Gerätes befestigt werden. Durch Drehen und Schwenken dieser Teile suchen wir bei eingeschaltetem Entzerrer und angeschlossenem Tonkopf die störungsfreieste Lage. Beide können bei unsachgemäßem Aufbau, begünstigt durch die geringe Entfernung zum Tonkopf, in diesem eine beträchtliche Brummspannung induzieren. Oft helfen auch einige passende und isoliert im Streufeld angeordnete Trafobleche. Auf jeden Fall wähle man den Abstand vom Kopf bis zu den streuenden Teilen möglichst groß. Die Verbindung des Netzteiles mit Masse erfolgt aus schon besprochenen Gründen nicht direkt mit der Grundplatte, sondern über die gemeinsame Minusleitung.

Da wir die Schaltelemente für den Entzerrer, den Generator und die Aufsprechüberhöhung auf von außen gut zugänglichen Widerstandsbrettchen befestigt haben, kann das Chassis bereits vor der Schlußprüfung auf die Grundplatte montiert werden. Spätere Korrekturen der Werte lassen sich durch diesen Aufbau leicht durchführen. Wir stellen die Verbindungen zum Schalter her und achten besonders auf gute Schirmung der Kopfanschlüsse. Eine doppelte Erdung der Abschirmung muß auf jeden Fall vermieden werden! Anschließend führen wir noch die Speiseleitungen an die vorgesehenen Stützpunkte des Chassis.

Nach diesen Vorarbeiten soll der Entzerrer überprüft werden. Wir schließen dazu das Gitter der ersten EF 12 kurz und klemmen am Ausgang das Röhrenvoltmeter an. Bei Schalterstellung „V" oder „W" und aufgesetzter Abschirmhaube muß die gemessene Störspannung unter 1 mV liegen. Es muß versucht werden, diesen Wert durch Einregeln von P_2 auf ein Minimum zu bringen. Hier soll nicht unerwähnt bleiben, daß die Lötfahnen der Röhrensockel speziell für die Heizungsanschlüsse weit nach außen abgewinkelt sein sollen, um möglichst geringe Streukapazitäten nach den übrigen Anschlußpunkten zu erhalten. Die verdrillten Heizleitungen verlege man innerhalb des Entzerrers, entfernt von den anderen Zuführungen. Messen wir trotz Berücksichtigung dieser Punkte und der geforderten Sternverdrahtung eine höhere Störspannung, so überzeugen wir uns mit Hilfe eines Kopfhörers von dem Ton der Fehlerquelle. Wahrscheinlich stellen wir dann fest, daß es sich nicht um einen 50-Hz-Ton handelt, sondern um ein Rauschen oder Prasseln, das durch einen Kondensator mit mangelhafter Isolation hervorgerufen wird. Oft entstehen Störspannungen auch durch Widerstände, die im NF-Teil eines Rundfunkgerätes kaum Störungen verursachen würden.

Bild 14: Schaltung des Netzteiles

Inbetriebnahme und Justieren

Wollen wir die elektrische Apparatur messen und uns nicht nur auf das Gehör verlassen, so brauchen wir unbedingt ein Röhrenvoltmeter und einen Tongenerator. Ein kleiner Oszillograf kann uns bei der Arbeit ebenfalls gute Dienste leisten.

Wir wollen es uns zur Gewohnheit machen, erst nach Beendigung einer Arbeit die nächste Prüfung zu beginnen. Planloses Herumtasten und Experimentieren führen nicht zum Erfolg, viel eher verlieren wir dabei die Übersicht. Sind wir also von der einwandfreien Funktion des kurzgeschlossenen Entzerrers überzeugt, öffnen wir, entsprechend dem Betriebszustand, wieder das Gitter. Mit einer Entmagnetisierdrossel werden alle mit dem Band in Berührung kommenden Eisenteile, einschließlich der Köpfe, gründlich entmagnetisiert. Zu diesem Zweck führen wir die Drossel einige Male in Bandzugrichtung langsam an den entsprechenden Teilen vorüber. Für das erste Entmagnetisieren entferne man vorteilhaft die obere Abschirmkappe des Tonkopfes. Nach dieser Arbeit müssen wir unbedingt darauf achten, daß die behandelten Teile nicht wieder mit magnetischen Werkzeugen in Berührung kommen. Schalten wir jetzt den Entzerrer ein, so darf die am Ausgang auftretende Störspannung nur unwesentlich größer sein als bei der vorherigen Messung. Bei laufendem Tonmotor soll die Störspannung unter 2,5 mV liegen. Bei wesentlich höherer Störamplitude stellen wir fest, ob dieser größere Meßwert tatsächlich von magnetischen Einstreuungen herrührt. An Stelle der Kopfwicklungen fügen wir einen geschirmten Widerstand von etwa 200 kΩ ein. Bleibt danach der abgelesene Wert bestehen, haben wir den Fehler in einer mangelhaften Abschirmung der Kopfzuleitungen oder des Schalters zu suchen. Geht er aber zurück, dann ist der Beweis erbracht, daß ein stärkeres Magnetfeld auf den Kopf einwirkt. Schließen wir also den Kopf wieder an und versuchen aufs neue die Ausgangsspannung durch Drehen des Netztrafos zu verringern! Wer nach allen Mühen nicht die geforderte Mindeststörspannung erreichen kann, kompensiere die Störspannung! Wir fügen in das kalte Ende des Kopfanschlusses eine Kompensationsspule mit nur wenigen Windungen ein. Als Befestigung dient ein kräftiger Kupfer- oder Aluminiumdraht, der auf der Grundplatte verschraubt, den Spulenkörper schwenkbar trägt. Wir werden nun feststellen, daß beim Drehen dieser Spule um ihre drei Achsen das Röhrenvoltmeter in einer bestimmten Stellung einen Mindestausschlag zeigt, die Störspannung ist also kompensiert. Aber wie gesagt, die Kompensationsspule ist nur ein Ausweg.

Sodann kontrollieren wir den Frequenzgang des Entzerrers. Zwischen dem kalten Ende E_2 der Hörkopfwicklung und Masse wird ein Widerstand von etwa 100 Ω eingelötet. Dieser Wert ist klein genug, um nicht störend in den Scheinwiderstand

Magnetbandspieler

Bild 15: Entzerrerkurven

der Kopfwicklung einzugehen. Parallel zu dem Widerstand wird der Tongenerator angeschlossen. Beachten wir, daß bei allen Meßfrequenzen die zugeführte Tonfrequenz die gleiche Amplitude hat, dann soll sich am Ausgang eine Entzerrerkurve nach Bild 15 ergeben. Entsprechend der mehr oder weniger stark betonten Baßbetonung im NF-Teil der einzelnen Rundfunkgeräte kann durch Variieren von C_{15} ein natürliches Klangbild bei der Wiedergabe erreicht werden. Mit C_{13} berichtigen wir nötigenfalls den Frequenzgang bei den Höhen. Im allgemeinen müssen wir auf die starke Einsattelung der Kurve bei etwa 1500 Hz achten, da hier das Maximum der abgegebenen Hörkopfspannung bei einer Bandgeschwindigkeit von v = 19,05 cm/s liegt. In Verbindung mit dem Frequenzgang des NF-Teiles gibt die Entzerrerkurve nach Aufnahme-Wiedergabe als Resultierende eine etwa gleichgroße Nutzamplitude am Lautsprecher. Damit das Klangbild je nach Güte des verwendeten Rundfunkgerätes einen ausgeglichenen Charakter behält, werden wir die Höhen und Tiefen so einpegeln, daß das Produkt der höchsten und tiefsten übertragenen Frequenz gleich 400000 ist.

Beispiel: Wir stellen fest, daß bei 55 Hz die Tonfrequenzspannung auf 0,7 abgefallen ist. Durch diese untere Grenzfrequenz dividieren wir die Zahl 400000 und erhalten somit als obere Grenzfrequenz rund 7300 Hz.

Diese Betrachtung hat allerdings nur Gültigkeit, wenn wir unserem Superhet niederfrequenzmäßig dieses Tonspektrum zuführen. Bei der direkten Rundfunkaufnahme dürfte sich das durchgelassene Frequenzband selbst in Stellung „Breitband" etwas einengen. Ungeachtet dessen, versuchen wir natürlich mit Hilfe der Korrekturglieder C_{13} und C_{15} die Grenzfrequenzen unseres Entzerrers möglichst weit zu dehnen.

Den in den Hörkopfkreis eingefügten Widerstand belassen wir zur Prüfung der Höhenanhebung während des Aufsprechens noch im Gerät. Nur schalten wir hierzu parallel das Röhrenvoltmeter. Den zweiten Lautsprecheranschluß verbinden wir mit dem Tongenerator. Der Schalter steht auf „Aufnahme". Drehen wir den Generator durch, so soll die am Widerstand abfallende Spannung bei rund 10000 Hz etwa das Dreifache der abgelesenen Spannung von 1000 Hz betragen. Mit dem Potentiometer P_1 wird der gewünschte gleichmäßige Anstieg der Höhen ab 1000 Hz geregelt. Durch diese zusätzliche Höhenanhebung kann zwar bei voll ausgesteuerten Bändern eine Verzerrung der hohen Tonlagen eintreten, doch in der Praxis hat es sich gezeigt, daß gerade diese Töne während der Darbietungen eigentlich nie mit voller Lautstärke auftreten. Es soll hier nur für eventuelle Pegelmessungen erwähnt werden, damit wir diese mit geringeren Aufnahmespannungen durchführen!

Da wir für die vorhergehende Messung die 6 V 6 entfernt hatten, um durch den HF-Strom die Meßwerte nicht zu fälschen, setzen wir die Röhre wieder ein, entfernen den Widerstand und schalten an dessen Stelle ein Milliamperemeter. In Schalterstellung „A" erkennen wir dann bei schwingendem Generator einen durch den Aufnahmekopf fließenden HF-Strom. Doch zuerst wollen wir überprüfen, ob nach der Verbindung des Löschkopfes mit kapazitätsarmem HF-Kabel dieser noch auf die richtige Generatorfrequenz abgestimmt ist. Ein geringes Nachstellen von C_{31} wird das Signallämpchen bald wieder hell aufleuchten lassen. Danach verändern wir gegebenenfalls C_{23} der HF-Sperre, so daß bei gedrückter Taste T_4 das Instrument keinen Ausschlag mehr zeigt. Wir haben dann die Gewißheit, daß der gesamte Vormagnetisierungsstrom, abgesehen von den schädlichen Streukapazitäten, über den Aufnahmekopf fließt. Mit Tr und C_{30} läßt sich dieser Strom zwischen 0,5 und 2 mA regeln. Für C-Bänder und den hier verwendeten Kopf liegt der günstigste Wert etwa bei 1, 3 mA. Wir werden dabei feststellen, daß ein erhöhter HF-Strom zwar die Empfindlichkeit des Bandes beträchtlich steigert, doch gleichzeitig müssen wir damit eine Verschlechterung des Frequenzganges bei hohen Frequenzen in Kauf nehmen. Mit Rücksicht auf die Streuungen innerhalb der einzelnen Bandchargen wählen wir deshalb lieber eine etwas unter dem Extremwert liegende Vormagnetisierung.

Damit wir später unsere Archivaufnahmen mit anderen Magnettonliebhabern austauschen können, müssen wir die Köpfe justieren. Dazu fertigen wir uns ein eigenes Prüfband. Den Spalt des Kombinationskopfes stellen wir absichtlich schräg zum Band, indem wir auf der einen Seite etwa ein 0,3 mm starkes kleines Messingblech zwischen Kopf und Teil 131 einfügen. Auf den NF-Teil geben wir einen möglichst hohen, gleichbleibenden Ton von etwa 7000 Hz und stellen das Gerät auf „Aufnahme". Nach dem Aufleuchten der Signallampe ist das Gerät betriebsbereit, und wir beginnen die Aufnahme. Wir wollen dabei das Instrument nur $^1/_4$ aussteuern, was etwa einer Anodenwechselspannung der Endröhre von 15 V entspricht. Die Aufnahme begrenzen wir auf etwa eine Minute, da sonst das Justieren zu zeitraubend wird. Anschließend stellen wir den Kopfspalt wieder senkrecht und schließen am Ausgang des Entzerrers das Röhrenvoltmeter an. Das Rundfunkgerät bleibt abgeschaltet, der Betriebsschalter S steht auf „Wiedergabe". Lassen wir nun das vorher zurückgespulte Testband durchlaufen, so erkennen wir einen gleichbleibenden Ausschlag am Röhrenvoltmeter. Ist das Band abgelaufen, dann nehmen wir die rechts aufgewickelte kleine Bandrolle und legen sie auf den linken Teller. Somit erreichen wir, daß das schräg zur Bandrichtung beschallte Band nun spiegelbildlich abläuft. War also der Winkel der Schrägbeschallung zuvor positiv, so haben wir jetzt gegenüber der Senkrechten einen negativen Winkel (Bild 16).

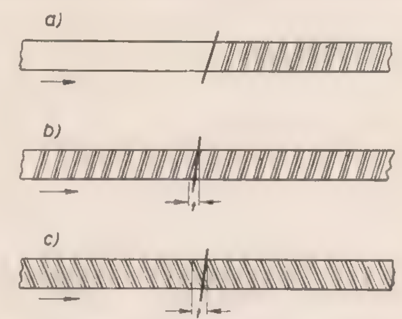


Bild 16: Justieren mit Hilfe des Testbandes
a) Spalt ist zur Herstellung des Testbandes schräg gestellt
b) und c) Spalt steht während des Justierens noch nicht genau senkrecht, die Zeiten t sind bei a und b ungleich und ergeben differente Ausgangsspannungen

Steht der Kopfspalt nicht genau senkrecht, so stellen wir beim erneuten Abspielen einen abweichenden Zeigerausschlag fest. Durch Verdrehen der leicht konischen Taumelscheibe (Teil 131) schwenken wir den Kopf so lange, bis wir bei den einzelnen Durchläufen gleiche Meßwerte erhalten. Gewiß ist diese Arbeit etwas zeitraubend, doch sie gestattet mit einfachen Mitteln eine sichere Bestimmung der genauen Spaltstellung.

Die Stellung des Löschkopfes ist nicht kritisch. Es soll lediglich das ablaufende Band den Kopf etwa gleich weit links und rechts vom Spalt berühren. Eine leicht schräge Spaltstellung kann sich sogar vorteilhaft auswirken.

Nun sind wir soweit, daß die erste Rundfunkaufnahme erfolgen kann. Magnetbandgerät und Radio werden vorschriftsmäßig miteinander verbunden und die Köpfe nochmals gründlich entmagnetisiert. Bei der Aufnahme führen wir dem Gerät eine Niederfrequenzspannung von etwa 15 bis 25 V zu und drehen während

der Aufnahme den Trimmer für die Vormagnetisierung durch. Bei dem späteren Abhören werden wir bald die günstigste Trimmerstellung erkennen. Den so experimentell ermittelten Wert belassen wir und steigern anschließend die Aufnahmespannung. Eine gut ausgesteuerte Aufnahme dürfte bei etwa 30 V liegen. Wesentlich höhere Niederfrequenzspannungen anzulegen, ist nicht ratsam, da sonst bei auftretenden Fortissimostellen das Band übersteuert wird.

Fehler und ihre Ursachen

Die Praxis zeigt, daß beim Bau von Magnetbandgeräten häufig die gleichen Fehler begangen werden. Diese sollen hier auf Grund der gesammelten Erfahrungen herausgestellt werden und dem Amateur bei der Fehlersuche behilflich sein. Es sei bemerkt, daß diese Zusammenstellung keinen Anspruch auf Vollständigkeit erhebt. So sind auch Störungen, wie wir sie aus der Verstärkertechnik kennen, unberücksichtigt geblieben.

1. Bandrauschen

Ursachen hierfür sind: Vormagnetisierter Kopf durch schlechte Schalterkontakte; sie gestatten beim Umschalten einen geringen Gleichstromfluß über die Kopfwicklungen; durch ungünstige Stellung des Permanentmagneten vom Aussteuerungsinstrument (Kopf liegt im offenen Kraftlinienfluß); durch Berühren mit magnetischen Werkzeugen; durch schlechtes Dielektrikum von C_{25} und C_{26} fließt geringer Anodengleichstrom über die Kopfwicklungen. Rauhe Pole des Kopfes; Scherbblech fehlt.

2. Gleichlaufstörungen

treten auf, wenn der Tonzapfen bzw. die Andruckrolle schlagen oder unrund sind, bei verschmutztem Tonzapfen, wenn das Bremsmoment der Aufwicklung zu groß ist. Außerdem besteht die Möglichkeit, daß die Andruckrolle zu schwach gegen den Tonzapfen drückt (Schlupf) oder die Andruckrolle nicht parallel anliegt.

3. Höhenverluste

sind eine Folge davon, daß der Kopf nicht genau radial ausgerichtet ist oder stark abgeschliffen wurde. Ist der Kopfspalt zu groß oder verwendet man ein altes Band mit zu grober Struktur, kann dieser Fehler ebenfalls auftreten.

4. Klirren bei hohen Tönen

kann folgende Ursachen haben: Die Höhenführung ist schlecht ausgerichtet, das Band läuft zeitweise etwas über den Kopfkern hinaus, der Kopfspalt ist nicht genau oder ausgebrochen.

5. Der Kupplungsmagnet schnarrt

bei falscher Justierung oder wenn der Anker nicht am Joch anliegt.

6. Rhythmisches An- und Abschwellen der Lautstärke

ist oftmals eine ungewünschte Folge davon, daß die Bänder in der Nähe von starken magnetischen Feldern gelagert wurden (Teillöschung).

7. Der Mikrofoneffekt

wird hervorgerufen, wenn als Vorröhre kein klingarmes System gewählt wurde, die Röhrensockel schlecht oder zu hart gefedert sind, die Sockelanschlüsse aus zu

Zusammenstellung der elektrischen Teile

	Benennung	Stück	Größe	Bemerkung
M_1	Kupplungsmagnet	1		Aufwicklung
M_2	Bremsmagnet	1	220 V	
	Tonmotor	1		Hartha/Sa.
	Rückwickelmotor	1	n = 1500	
T_1	Schalter (Kontaktbelastung 50 W)	1	Arbeitskontakt	
T_2	Schalter (Kontaktbelastung 50 W)	1	Arbeits- und Ruhekontakt	
T_3	Mehrfachtastschalter (Kontaktbelastung 50 W)	1	2 Arbeitskontakte, 1 Ruhekontakt	
T_4	Tastschalter (Kontaktbelastung 1 W)	1	Arbeitskontakt	
Gl_1	Selengleichrichter	1	220 V/60 mA	
S_1	Mehrstellenschalter	1	Type 3150	Funkwerk Kölleda (Thür.)
S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8	4 Schaltebenen zu je 2 × 5 Kontakten Abschirmblech nach der ersten und zweiten Schaltebene freie Achslänge = 50 mm			
C_1	Motorkondensator	1	1 μF, 500 V =	RFT Gera
C_2	Ladekondensator	1	2 μF, 350 V =	RFT Gera
C_3	Rollkondensator	1	0,1 μF, 500 V =	
C_4	Rollkondensator	1	0,1 μF, 500 V =	
C_5	Rollkondensator	1	0,1 μF, 500 V =	
C_6	Rollkondensator	1	500 pF	
C_7	Rollkondensator	1	1 nF, 500 V =	
C_8	Niedervoltelko	1	50 μF, 30 V =	
C_9	Elko	1	8 μF, 500 V =	
C_{10}	Becherblock	1	1 μF, 250 V	
C_{11}	Rollkondensator	1	5 nF	
C_{12}	Rollkondensator	1	200 pF	
C_{13}	Rollkondensator	1	500 pF	
C_{14}	Rollkondensator	1	50 nF, 500 V =	
C_{15}	Rollkondensator	1	1 nF, 500 V =	
C_{16}	Niedervoltelko	1	50 μF, 30 V	
C_{17}	Becherblock	1	1 μF, 250 V	
C_{18}	Rollkondensator	1	2 nF, 500 V =	
C_{19}	Rollkondensator	1	0,1 μF, 250 V =	
C_{20}	Elko	1	8 μF, 500 V =	
C_{21}	Rollkondensator	1	1 nF	
C_{22}	Rollkondensator	1	1 nF	
C_{23}	Calitkondensator	1	200 pF	ausprobieren
C_{24}	Niedervoltelko	1	50 μF, 30 V	
C_{25}	Becherblock	1	0,5 μF, 500 V =	
C_{26}	Becherblock	1	0,5 μF, 500 V =	
C_{27}	Calitkondensator	1	100 pF	
C_{28}	Elko	1	8 μF, 500 V=	
C_{29}	Rollkondensator, dämpfungsarm	1	5 nF	
C_{30}	Calitkondensator	1	300 pF	
C_{31}	Rollkondensator, dämpfungsarm	1	5 nF	ausprobieren
C_{32}	Calitkondensator	1	300 pF	
C_{33}	Rollkondensator	1	50 nF, 250 V =	
C_{34}	Rollkondensator	1	50 nF, 250 V =	
R_1	Massewiderstand	1	100 Ω, 1/4 W	
R_2	Massewiderstand	1	100 Ω, 4/1 W	
R_3	Massewiderstand	1	100 Ω, 1/4 W	
R_4	Massewiderstand	1	500 kΩ, 1/4 W	
R_5	Massewiderstand	1	200 kΩ, 1/4 W	
R_6	Massewiderstand	1	3 kΩ, 1/4 W	
R_7	Massewiderstand	1	500 kΩ, 1/4 W	
R_8	Massewiderstand	1	200 kΩ, 1/4 W	
R_9	Massewiderstand	1	50 kΩ, 1/4 W	
R_{10}	Massewiderstand	1	100 kΩ, 1/4 W	
R_{11}	Massewiderstand	1	50 kΩ, 1/4 W	
R_{12}	Massewiderstand	1	200 kΩ, 1/4 W	
R_{13}	Massewiderstand	1	200 kΩ, 1/4 W	
R_{14}	Massewiderstand	1	1 MΩ, 1/4 W	
R_{15}	Massewiderstand	1	500 Ω, 1/4 W	
R_{16}	Massewiderstand	1	50 kΩ, 1/4 W	
R_{17}	Massewiderstand	1	100 kΩ, 1/4 W	
R_{18}	Drahtwiderstand	1	2 kΩ, 1/4 W	
R_{19}	Massewiderstand	1	2 kΩ, 1 W	
R_{20}	Massewiderstand	1	150 kΩ, 1/4 W	
R_{21}	Massewiderstand	1	50 kΩ, 1/4 W	
R_{22}	Massewiderstand	1	100 kΩ, 1/4 W	
R_{23}	Massewiderstand	1	10 kΩ, 1/4 W	
R_{24}	Massewiderstand	1	200 kΩ, 1/4 W	
R_{25}	Massewiderstand	1	20 kΩ, 1 W	
	Kombinationskopf	1	2 × 2300 Wdg.	0,06 CuL (Ringkern-Kopf)
	Löschkopf	1	1,4 m H	(Ring kern-Kopf)
P_1	Potentiometer	1	50 kΩ, linear	
P_2	Entbrummer	1	100 Ω	
Gl_2	Meßgleichrichter	1	= 5 mA	
I	Instrument	1	0,5 mA	Teil 108
Dr_1	HF-Drossel	1	F 22	Görler
Tr	Trimmer 2504	1	100 pF	

	Benennung	Stück	Größe	Bemerkung
HF-Tr	Amenalkern E/I 48/16	1	L_1 = 200 Wdg. 0,2 CuSS L_2 = 30 Wdg. 0,2 CuSS L_3 = 170 Wdg. 0,2 CuSS	
SL	Signallämpchen E 10	1	4 V; 0,1 A	
GL	Glimmlämpchen E 10	1	220 V	Preßler, Leipzig
Rö 1	E F 12 K	1		
Rö 2	E F 12	1		
Rö 3	6 V 6	1		
	E-Röhrenfassung, rund	2		
	Fassung für Octalsockel	1		
	Lampenfassung	2	E 10	
RI_1	Rundrelais	1	2×4, 2×R	Ansprechstrom 10 mA
N-Tr	Netztrafo	1	40 Watt	
Dr	Siebdrossel	1	30 mA	
Gl_2	Selengleichrichter	1	300 V; 30 mA	
C_{35}	Elko	1	16 μF, 500 V	
C_{36}	Elko	1	16 μF, 500 V	
Si_1	Feinsicherung	1	500 mA	
Si_2	Feinsicherung	1	1000 mA	
	Feinsicherungshalter	2		

steifem Draht bestehen (Litze verwenden!), das Entzerrerchassis nicht abgefedert oder der Röhrenkolben ungedämpft ist (Schwammgummi- oder Filzhaube aufsetzen).

8. Der Motor fällt bei geringer Belastung ab

Es wird empfohlen, den Hilfsphasenanschluß mit der Hauptzuführung zu vertauschen.

9. Netzbrumm

Ursachen können folgende sein: Der Netztrafo streut oder hat eine ungünstige Stellung, die Drossel streut oder hat eine ungünstige Stellung, schlechte Erdleitungsführung, ungünstiger Erdpunkt, die Heizleitungen sind nicht symmetriert, Heizleitungen sind zu dicht an Gitteranschlüssen vorbeigeführt, unzureichende magnetische Kopfabschirmung, unzureichende statische Abschirmung der Kopfzuleitungen und des Schalters.

10. Netzbrumm bei Stellung W, in Stellung V tritt kein Netzbrumm auf

Als Ursache hierfür ist unzureichende Siebung der Bremsmagnetgleichspannung anzusehen.

11. Pfeifen und Blubbern

Diese störenden Geräusche haben niederfrequente Rückkopplung über die Tonabnehmer - Lautsprecheranschlüsse, niederfrequente Rückkopplung über gemeinsame Heizleitungen, unzureichende Entkopplung der Anodenleitungen zur Ursache.

12. Keine Wiedergabe trotz einwandfreier Funktion des Entzerrers

Es ist wahrscheinlich, daß die Kopfwicklungen gegeneinander geschaltet sind oder ein Windungsbruch vorliegt.

13. Spitzklingende, verzerrte Wiedergabe

ist die Folge zu großer HF-Vormagnetisierung bzw. eines übersteuerten Bandes.

Das Cuttern

Am Schluß der Abhandlung über den Selbstbau eines Magnetbandspielers noch einige Worte über das Cuttern.

Gerade die Möglichkeit, die auf das Band aufgenommenen Sendungen, sei es nun ein Rundfunkprogramm oder eine Heimmikrofonaufnahme, wahlweise zusammenstellen zu können, gibt dem Magnettonverfahren seinen eigenen Reiz. Doch kann uns alle Freude an zusammengestellten Aufnahmen verdorben werden, wenn diese Arbeit nicht gewissenhaft ausgeführt wurde. Nicht selten entstehen durch schlechte Klebstellen Bandrisse.

Um solche Fehler zu vermeiden, soll hier ein kleines Hilfsgerät besprochen werden, wie es schon seit langer Zeit mit bestem Erfolg in Betrieb ist.

Auf einer kleinen Leichtmetallschiene ist eine Nut entsprechend der Bandbreite eingefräst. Die rechte Seite ist bis auf Nuttiefe abgearbeitet und verläuft mit einer Schräge von etwa 70° zur Bandführung. Parallel zu dieser schrägen Fläche liegt eine leichte Blattfeder, ebenso wird das Band beim späteren Verkleben durch zwei Federn angedrückt, die in die Nut ragen. Zu dieser Vorrichtung gehören noch eine Rolle und ein Fläschchen mit Bandklebemittel. Es ist vorteilhaft, wenn der Glasstopfen mit einem Stift versehen ist.

Haben wir die Schnittstelle des zu schneidenden Bandes gefunden, so markieren wir diesen Punkt durch einen Bleistiftstrich. Anfang und Ende der späteren Klebestelle werden auf den rechten schrägen Rand unserer Schablone gelegt. Wir achten darauf, daß beide Bänder ein gutes Stück in die Nut geführt sind. So trennen wir mit einem Schnitt beide Bänder genau an den Markierungspunkten. Den Abfall des rechten Bandes entfernen wir aus der Schiene und ziehen das linke Band einige Millimeter zurück, so daß etwa noch 6 mm vor der schrägen Feder liegen. Diese wird jetzt fest gegen das Band gedrückt, auf das überstehende Bandende geben wir einen Tropfen Klebemittel und wischen schnell die angefeuchtete Tonträgerschicht ab. Das so vorbereitete Bandende wird in die Mitte der Nut gezogen und dort von der linken Feder gehalten. Nun schiebt man das andere Band von rechts in die Führung, bis die Schnittstelle das abgewischte Stück überlappt und den linken Tonträger gerade berührt. Es ist stets darauf zu achten, daß die Magnetschicht bei Zweischichtbändern oben liegt. Drücken wir jetzt die rechte Feder fest auf das Band, so können wir dieses, ohne es zu verschieben, nach oben biegen und die Unterseite gut mit Klebemittel anfeuchten. Darauf wird das angestrichene Ende schnell auf das linke Band gepreßt und die Klebestelle mit der Rolle unter starkem Druck zusammengefügt. Zwischen Rolle und Band legt man vorteilhaft ein kleines Stück Papier, damit herausquellendes Klebemittel das Band nicht verschmiert. Nach dieser Arbeit entnehmen wir das Band der Form, da das Lösungsmittel sehr schnell trocknet. Allerdings ist es vorerst vor großer Zugbeanspruchung zu schützen.

Die nach unseren Wünschen zusammengestellten Aufnahmen bewahren wir in passenden, genau bezeichneten Tonband mappen auf, und es wird eine Freude sein, aus unserem musikalischen Vorrat schnell die gewünschte Darbietung herauszufinden.

UKW-Prüfgenerator für zwei Bereiche

Entnommen aus: Wireless World, Dezember 1952, S. 508 bis 511

Der beschriebene Prüfgenerator ist für Reparaturarbeiten an Fernsehgeräten bestimmt und arbeitet im 100-MHz-Band. Außerdem ist eine Umschaltung auf den bei 10 MHz liegenden ZF-Bereich möglich. Will man diese Umschaltung im Schwingkreis vornehmen, muß ein sehr kapazitätsarmer hochwertiger Umschalter verwendet werden. Der Verfasser beschreibt eine einfache, hochfrequenztechnisch elegante Lösung mit einer Doppeltriode, bei der jedes Röhrensystem nur auf einem Bereich arbeitet. Mit einem gewöhnlichen einpoligen Schalter, der die Anodenspannung an jeweils eine der beiden Anoden legt, ist der Bereichswechsel möglich. Der verwendete Doppeldrehkondensator besitzt je 25 pF Endkapazität, so daß jede Hälfte der Kreisskala einen Bereich anzeigt. Dabei ist eine Frequenzänderung von 40 bis 60 MHz möglich. Das Gerät enthält einen Tongenerator, der zur Gittermodulation am erdseitigen Ende der Ableitwiderstände angekoppelt ist. Dadurch erübrigt sich eine zusätzliche Umschaltung bei Bereichswechsel. Die HF wird dem Ausgangspotentiometer über zwei Entkoppelwiderstände zugeführt. Im HF-Teil arbeitet die Miniaturröhre 12 AT 7, für die Modulation die 6 BA 6, ebenfalls eine Miniaturröhre. *Wolf*

Unter dem unbesiegbaren Banner von Marx und Engels, Lenin und Stalin - vorwärts im Kampf um Frieden, Einheit, Demokratie und Sozialismus

Dr.-Ing. OTTO HENKLER

Überlagerung und Modulation

Die nachstehenden Ausführungen sollen dazu beitragen, die physikalischen Vorgänge der Überlagerung und der Amplitudenmodulation zu klären. Die Arbeit ist der in Vorbereitung befindlichen Schriftenreihe „Übertragungstechnik im Fernmelde-Weitverkehr", Verlag Technik, Berlin, entnommen.

In der Funktechnik werden die Nachrichten nicht in ihrer ursprünglichen Frequenzlage übertragen, sondern im Sender mit Hilfe einer Trägerschwingung in einen anderen Frequenzbereich umgesetzt und im Empfänger aus dem für den Übertragungsweg gewählten, trägerfrequenten Bereich wieder zurückverlagert. Diese Umsetzung erfolgt wegen der besseren Abstrahlungsfähigkeit der Antennen bei höheren Frequenzen mit dem Ziel, einen möglichst großen und nicht durch besondere Leitungen angeschlossenen Teilnehmerkreis mit Nachrichten zu versorgen. Aber auch bei der drahtgebundenen Übertragung, vor allem im Fernsprechweitverkehr, wird die Trägerfrequenztechnik heute wieder in zunehmendem Maße verwendet. Hier ermöglicht sie die gleichzeitige Übertragung mehrerer Nachrichten über eine Leitung. Dadurch können die Kabel und Freileitungen mit Hilfe von Trägerfrequenzgeräten besonders wirtschaftlich ausgenutzt und somit wertvolle Rohstoffe eingespart werden.

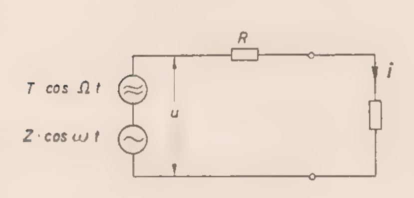
Der zeitliche Amplitudenverlauf der in der Fernmeldetechnik von einem Ort zu zu einem anderen übertragenen Nachrichtenschwingungen (Sprache, Musik, Telegrafie oder andere Impulse) ist meist nicht periodisch. Wie im Bild 1 für das Beispiel eines Schwingungszuges von begrenzter Dauer gezeigt, kann die Zeitfunktion dieser Zeichen jedoch für jeden Augenblick durch eine Summe von — im Grenzfall unendlich vielen — Sinusschwingungen dargestellt werden, wovon jede durch Amplitude, Frequenz, Nullphasenwinkel und Gleichstromanteil charakterisiert ist. Im allgemeinen unterscheiden sich die Amplituden und Nullphasenwinkel der einzelnen Schwingungen voneinander. Ihre Frequenzen stellen ganzzahlige Vielfache einer Grundfrequenz, eines bestimmten kleinsten Wertes dar. Des weiteren können die Nachrichtenströme auch noch einen, ebenfalls zeitlich veränderlichen, Gleichstromanteil („Schwingung" mit der Frequenz Null) enthalten.

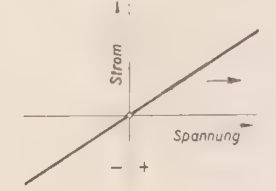
Eine ungestörte Überlagerung aller dieser Schwingungen, und zwar ohne gegenseitige Beeinflussung ihrer Amplituden, Frequenzen, Nullphasenwinkel und Gleichstromanteile erfolgt in allen Stromkreisen, deren Bauelemente eine lineare Strom-Spannungs-Kennlinie aufweisen. Hierfür ist es nach dem Überlagerungssatz von Helmholtz möglich, die Strom- und Spannungsverteilung für jede Schwingung gesondert zu berechnen, zu messen und die Ergebnisse zu addieren. In der folgenden Betrachtung können deshalb auch breite Nachrichtenbänder (zum Beispiel Sprachbänder) durch den einfachsten Fall, durch eine sinusförmige Zeichenschwingung, ersetzt werden.

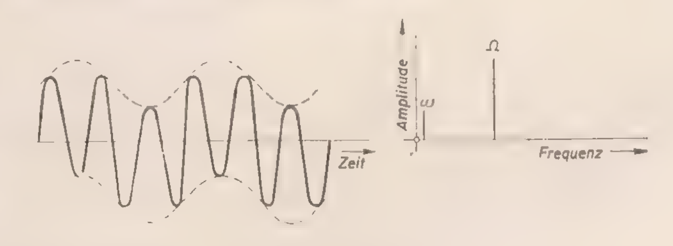
Im Gegensatz zur Überlagerung („Addition" von Schwingungen) werden bei der Modulation mit Hilfe von Bauelementen mit nichtlinearer Strom-Spannungs-Kennlinie, den sogenannten Modulatoren, Schwingungen mit neuen

$$i = A_\omega \cdot \cos \omega t + A_\Omega \cdot \cos \Omega t.$$

Bild 2a: Überlagerung im linearen Stromkreis

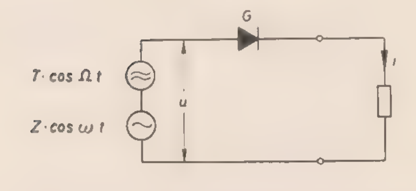


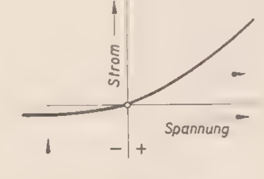


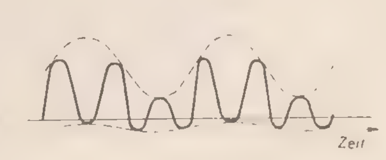


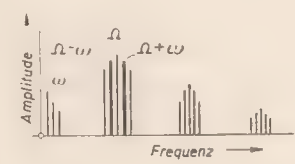
$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$$
$$u = (Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t)$$
$$i = a_0 + a_1 (Z \cos \omega t + T \cos \Omega t) + a_2 (Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t)^2 + a_3 (Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t)^3 + \dots$$
$$= \dots + a_2 (Z^2 \cdot \cos^2 \omega t + T^2 \cdot \cos^2 \Omega t + 2 Z \cdot \cos \omega t \cdot T \cdot \cos \Omega t) + \dots$$
$$= \dots + a_2 [\dots + Z \cdot T \cdot \cos (\Omega + \omega) t + Z \cdot T \cdot \cos (\Omega - \omega) t] + \dots$$
$$= \dots + A_{\Omega \pm \omega} \cdot \cos (\Omega + \omega) t + A_{\Omega - \omega} \cdot \cos (\Omega - \omega) t + \dots$$
$$= \sum_{q, p = \infty}^{+\infty} A_{q\Omega \pm p\omega} \cdot \cos (q\Omega \pm p\omega) t.$$

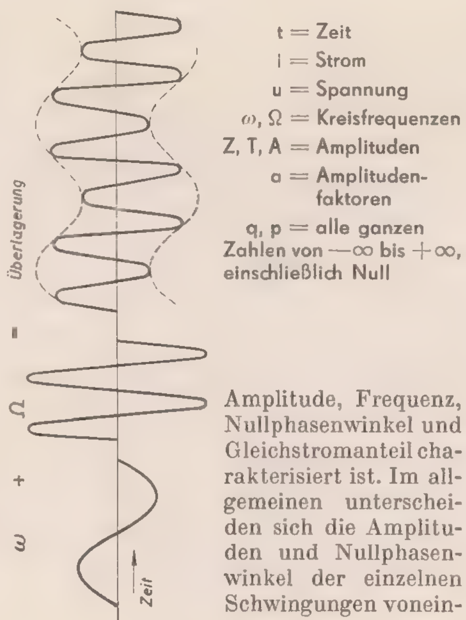
Bild 2b: Modulation im nichtlinearen Stromkreis



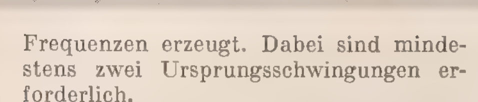








t = Zeit
i = Strom
u = Spannung
ω, Ω = Kreisfrequenzen
Z, T, A = Amplituden
a = Amplitudenfaktoren
q, p = alle ganzen Zahlen von —∞ bis +∞, einschließlich Null



Frequenzen erzeugt. Dabei sind mindestens zwei Ursprungsschwingungen erforderlich.

Dieses Verfahren wird in der Trägerfrequenztechnik verwendet, um die Aufgabe zu lösen, eine Nachricht in einen anderen, gewünschten Frequenzbereich umzusetzen. Dabei werden in den Modulatoren die aus der Überlagerung einer Nachricht, der Zeichenschwingung $Z \cdot \cos \omega t$ und einer Hilfsschwingung, dem Träger $T \cdot \cos \Omega t$, entstandenen Kurven in ihrem zeitabhängigen Amplitudenverlauf nichtlinear verformt (Bild 2). Die mathematische Zerlegung, die Fourier-Analyse dieser Kurven, ergibt Schwingungen mit neuen Frequenzen. Davon haben die dem Träger unmittelbar benachbarten Seitenschwingungen mit den Kreisfrequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$ eine besondere Bedeutung; denn sie entsprechen der Verlagerung des Zeichens in den trägerfrequenten Bereich. Neben diesen gewünschten Schwingungen mit neuen Frequenzen entsteht jedoch am Ausgang der Modulationsschaltung meist noch eine Vielzahl von anderen, unerwünschten Modulationsprodukten mit allen möglichen Summen- und Differenzfrequenzen von Zeichen, Trägern und deren Harmonischen, die alle als sinusförmige Einzelschwingungen überlagert sind.

Bild 2 zeigt weiterhin den grundsätzlichen Unterschied zwischen Überlagerung in einem Stromkreis mit linearem Element und Amplitudenmodulation in einem solchen mit einem nichtlinearen Bauelement.

Das Frequenzspektrum am Ausgang des Stromkreises mit linearer Abhängigkeit des Ausgangsstromes von den am Eingang wirkenden, überlagerten Spannungen $Z \cdot \cos \omega t$ und $T \cdot \cos \Omega t$ enthält nur Schwingungen mit den ursprünglichen Frequenzen ω und Ω. Dagegen enthält das Frequenzspektrum eines nichtlinearen Stromkreises auch Schwingungen mit den gewünschten neuen Frequenzen.

Die mathematische Darstellung des Modulationsvorganges erfolgt zweckmäßigerweise durch die im Bild 2 als Potenzreihe gegebene nichtlineare Strom-Spannungs-Charakteristik des „Gleichrichters“ G. Dieses nichtlineare Element wird von dem modulierenden, in seinem Frequenzbereich zu verlagernden Zeichen $Z \cdot \cos \omega t$ und von dem Träger $T \cdot \cos \Omega t$ ausgesteuert. Die gewünschten Seitenschwingungen mit den Frequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$ entstehen dabei im wesentlichen aus dem quadratischen Glied der Potenzreihe („Multiplikation“). Der Träger Ω „trägt“ also die Zeichenschwingungen ω im Sendemodulator in das andere Frequenzgebiet. Er trägt jedoch nicht die Seitenschwingungen $\Omega \pm \omega$, die ja das Zeichen als frequenzverlagerte Nachricht bereits enthalten, über den drahtlosen Übertragungsweg oder — bei Anwendung der Modulation in der drahtgebundenen Nachrichtentechnik — über die Leitung.

Am Empfangsort werden die trägerfrequenten Seitenschwingungen von anderen, ihnen überlagerten Schwingungen durch Filter getrennt und in den ursprünglichen Frequenzbereich des Zeichens zurückverlagert. Dieser Demodulationsvorgang kann bei der hier beschriebenen Amplitudenmodulation grundsätzlich mit Hilfe des gleichen physikalischen Verfahrens wie auf der Sendeseite erfolgen, wobei der Modulator in entgegengesetzter Richtung durchlaufen wird. Unter Anwendung der allgemeinen Potenzreihe ergibt sich für den einfachen Fall der Demodulation der beiden Seitenschwingungen

$$A_{\Omega+\omega} \cdot \cos(\Omega + \omega)t$$

und

$$A_{\Omega-\omega} \cdot \cos(\Omega - \omega)t$$

mit Hilfe des Trägers

$$A_{\Omega} \cdot \cos \Omega t:$$

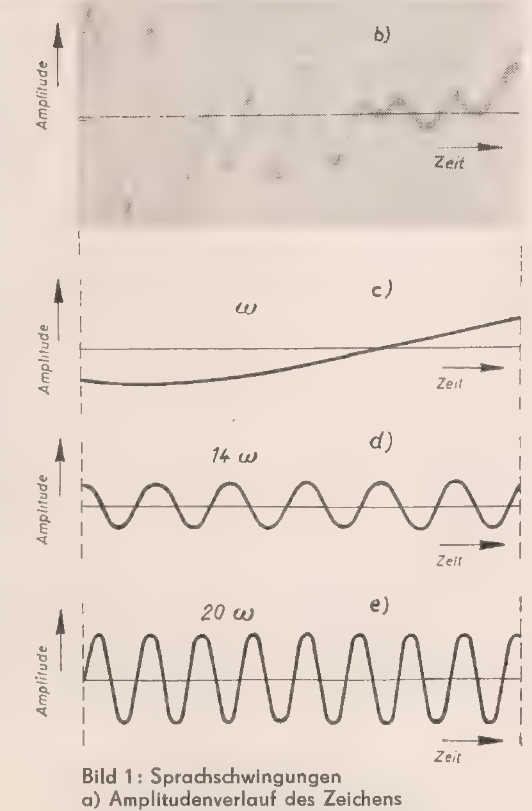


Bild 1: Sprachschwingungen
a) Amplitudenverlauf des Zeichens
b) Ausschnitt aus dieser Zeitfunktion
c) + d) + e) + ... = geometrische Addition von sinusförmigen Einzelschwingungen zur Kurve b)

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$$

$$u = A_{\Omega} \cdot \cos \omega t + A_{\Omega+\omega} \cdot \cos(\Omega + \omega)\,t + A_{\Omega-\omega} + \cos(\Omega - \omega)\,t$$

$$i = \dots + a_2\,[A_{\Omega} \cdot \cos \Omega t + A_{\Omega+\omega} \cdot \cos(\Omega + \omega)\,t + A_{\Omega-\omega} \cos(\Omega - \omega)\,t]^2 + \dots$$

$$= \dots + a_2\,[\dots + 2 \cdot A_{\Omega} \cdot \cos \Omega t \cdot A_{\Omega+\omega} \cdot \cos(\Omega + \omega)\,t + \dots] + \dots$$

$$= \dots + A_{\omega} \cdot \cos \omega t + \dots$$

Das Frequenzspektrum am Ausgang des Demodulators enthält danach das gewünschte Zeichen in seiner ursprünglichen Frequenzlage ω als eines der entstehenden Modulationsprodukte.

In der Nachrichtentechnik werden neben der Amplitudenmodulation noch andere Modulationsverfahren, zum Beispiel die Frequenz- und die Impulsmodulation, angewendet. Bei diesen ist der frequenzverlagerte Nachrichteninhalt nicht nur in den beiden, dem Träger frequenzmäßig unmittelbar benachbarten Seitenschwingungen, sondern auch in den übrigen Modulationsprodukten enthalten. Deshalb ist es bei der Frequenz- und Impulsmodulation erforderlich, neben den Seitenschwingungen $\Omega \pm \omega$ noch eine Reihe weiterer von den im Modulator entstehenden Modulationsprodukten zu übertragen, da anderenfalls bei der Demodulation eine unzulässige Verzerrung des dort neu erzeugten Zeichens verursacht wird. Für die Übertragung ist also ein verhältnismäßig breiter Frequenzbereich erforderlich.

Dagegen werden bei der drahtlosen Übertragung amplitudenmodulierter Schwingungen nur die beiden Seiten schwingungen mit den Frequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$ und der Träger mit der Frequenz Ω übertragen. Hier würden die übrigen Modulationsprodukte das demodulierte Zeichen verzerren. Außerdm er-e

möglicht das Verfahren der Übertragung beider Seitenschwingungen und des Trägers einen besonders einfachen Aufbau der Empfangsgeräte.

In der drahtgebundenen Trägerfrequenztechnik ist es unter anderem aus Gründen der Leistungsersparnis in den Zwischenverstärkern üblich, sogar nur eine der beiden Seitenschwingungen vom Sender zum Empfänger zu übertragen, da diese in jedem Augenblick alle Einzelheiten des Amplitudenverlaufes des zu übertragenden Zeichens verhältnisgleich wiedergibt. Die für die Demodulation erforderliche Hilfsschwingung, der Träger, wird hierbei im Empfangsgerät zugesetzt.

Bei der Amplitudenmodulation ist es also hinsichtlich der Übertragungsgüte erwünscht, sämtliche bei der Modulation entstehenden Modulationsprodukte, mit Ausnahme der gewünschten Seitenschwingungen, zu unterdrücken, um Störungen zu vermeiden. Die Amplituden der einzelnen Modulationsprodukte hängen von den Absolutwerten der Zeichen- und der Trägeramplitude, von der Kennlinienform der von diesen Schwingungen ausgesteuerten nichtlinearen Elemente und von der gewählten Modulationsschaltung ab.

Für die Modulatoren der Funktechnik wird meist eine Röhre als nichtlineares Element verwendet. Dagegen haben sich in der drahtgebundenen Nachrichtentechnik seit Jahrzehnten kleine Cu_2O-Gleichrichter mit 7 mm Durchmesser bewährt, und zwar mit gutem Wirkungsgrad für Frequenzen bis etwa 1 MHz. Diese Sperrschichtgleichrichter gestatten es, bei kleinen Leistungen auf wirtschaftliche und in einer aus elektrischen Gründen empfehlenswerten Weise mehr als ein nichtlineares Element zur Modulation auszunutzen.

Der einmaschige nichtlineare Stromkreis (Bild 2b) als Modulator, das heißt als Gerät zur Frequenzverlagerung einer Nachricht in das Frequenzgebiet der Seitenschwingungen, hat nämlich die erwähnte und in der Trägerfrequenztechnik recht unangenehme Eigenschaft, daß an seinen Ausgangsklemmen alle möglichen Modulationsprodukte auftreten. Dagegen wird in den in Trägerfrequenzeinrichtungen vielfach verwendeten Modulationsschaltungen mit vermaschten nichtlinearen Stromkreisen, insbesondere in Gegentaktschaltungen, ein Teil der störenden Modulationsprodukte an den einzelnen Klemmenpaaren kompensiert, so daß auch die Forderungen an die Filter zum Aussieben der zur Übertragung erwünschten Schwingungen vermindert werden können.

Bild 4 zeigt zwei Schaltungsbeispiele, den Vierpolmodulator und den Ringmodulator, die heute als Modulationsschaltungen mit mehreren nichtlinearen Elementen in der drahtgebundenen Trägerfrequenztechnik fast ausschließlich verwendet werden. Ferner sind im Bild 4 die Frequenzspektren dieser beiden Gegentaktschaltungen angegeben. Hierbei ist zu beachten, daß am Klemmenpaar II des Vierpolmodulators der Träger mit beiden Seitenschwingungen und beim Ringmodulator im wesentlichen nur die beiden Seitenschwingungen auftreten. Die übrigen, unerwünschten Modulationsprodukte sind für beide Schaltungen durch dünne Linien angedeutet.

Bei dem in der Funktechnik angewendeten Verfahren, den Träger und beide Seitenschwingungen vom Sender zum Empfänger zu übertragen, hat aus Gründen der Leistungsbetrachtung das Verhältnis $m = \frac{A_{\Omega + \omega}}{A_\Omega} = \frac{A_{\Omega - \omega}}{A_\Omega}$ der Amplitude einer der beiden Seitenschwingungen zur Amplitude des Trägers eine besondere

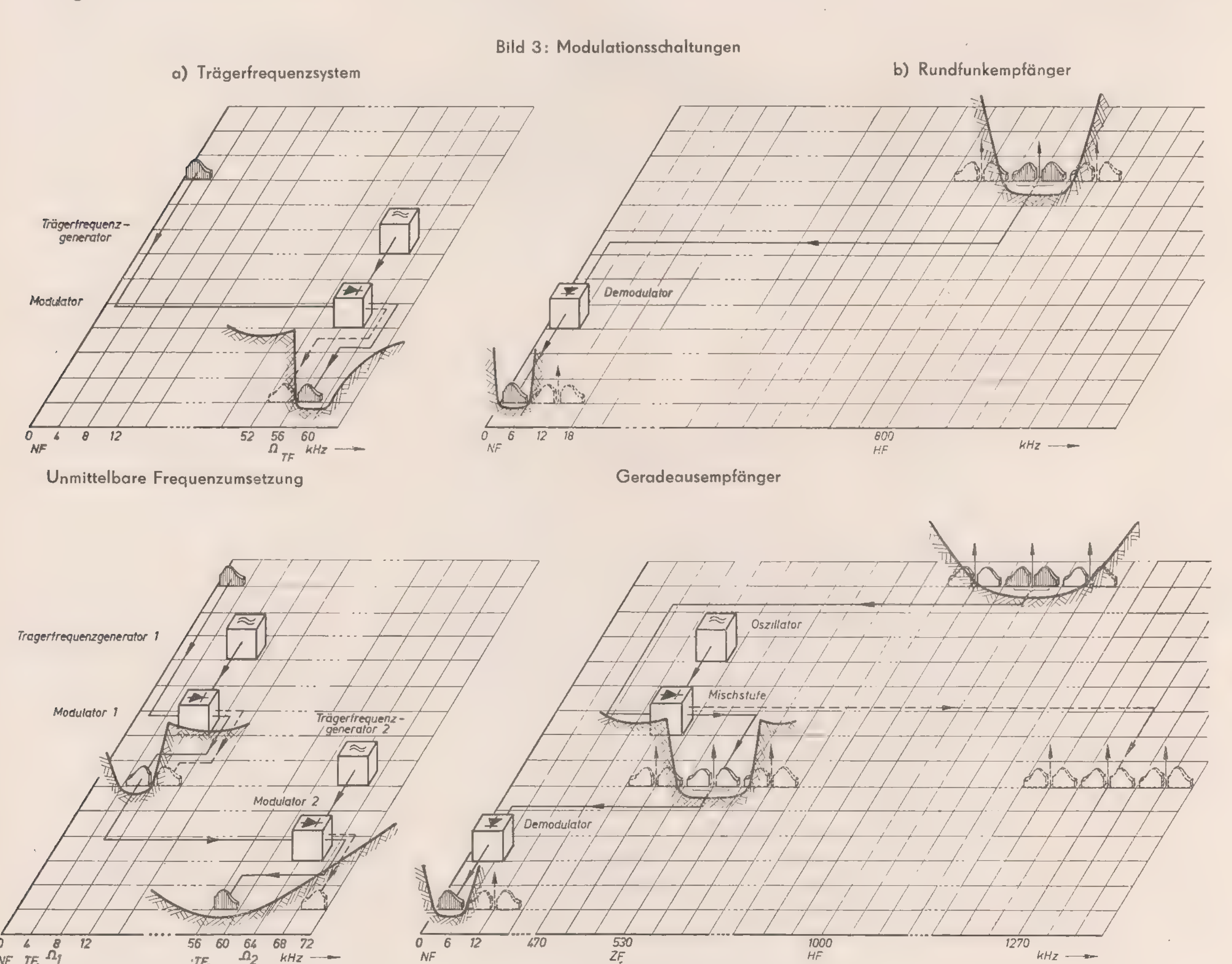
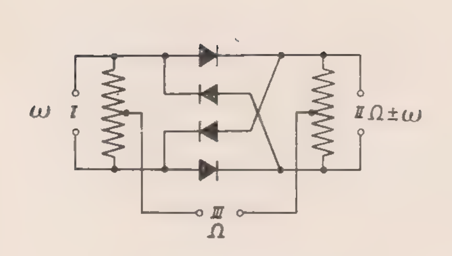
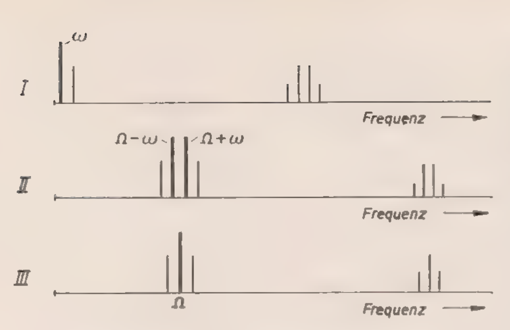


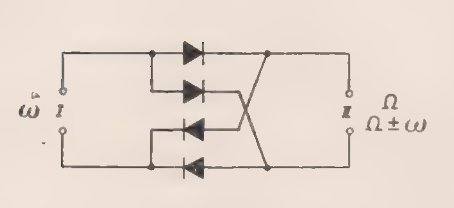
Bild 3: Modulationsschaltungen



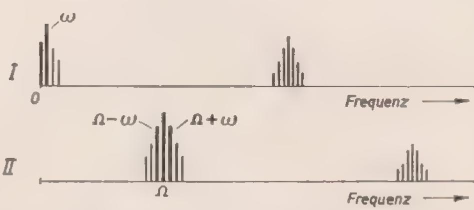
Vierpolmodulator



Frequenzspektren an den Klemmenpaaren



Ringmodulator



Frequenzspektren an den Klemmenpaaren

Bild 4: Zur Mehrfachfrequenzumsetzung

Bedeutung. Es wird mit Modulationsgrad am Ausgang des Modulators bezeichnet, und unterscheidet sich von dem auf den Eingang des Modulators bezogenen Verhältnis $\frac{Z}{T}$ der Aussteuerung von nichtlinearen Stromkreisen durch Zeichen und Träger.

Für die in der drahtgebundenen Übertragungstechnik üblichen Verfahren, bei denen die am Modulatorausgang auftretende Schwingung des Trägers meist unterdrückt ist, also nicht mit zum Empfänger übertragen wird, hat der Begriff des Modulationsgrades eine untergeordnete Bedeutung. Hier ist es aus Gründen einer ungestörten Nachrichtenübertragung notwendig, die Amplituden sämtlicher Modulationsprodukte zu betrachten.

Als Hinweis auf ein wichtiges Problem der Trägerfrequenztechnik zeigt Bild 5 die gemessenen Amplituden $A_{q\Omega \pm p\omega}$, also den jeweiligen Pegel der am Ausgang eines Ringmodulators auftretenden erwünschten und unerwünschten Modulationsprodukte, und zwar in Abhängigkeit vom Pegel Z des Zeichens am Modulatoreingang. Das unerwünschte Modulationsprodukt mit der Kreisfrequenz $3\Omega \pm \omega$ hat zum Beispiel einen Pegelabstand von nur 1,1 N vom Pegel des erwünschten Seitenbandes $(\Omega \pm \omega)$, und zwar unabhängig vom Absolutwert Z des Zeichens am Modulatoreingang. Andererseits hat die am Ausgang des Ringmodulators durch unvermeidbare Unsymmetrien auftretende Restspannung $A_{2\omega}$ der Harmonischen des Zeichens bei einem Absolutwert von Z = — 2,0 N am Eingang bereits einen Pegelabstand von 6,5 N von dem am Ausgang gewünschten Seitenband. Dieser Abstand des in vielen Fällen störenden Modulationsproduktes vergrößert sich noch mit kleiner werdendem Pegel Z. Die im Bild 5 gestrichelt dargestellten Modulationsprodukte sind bei idealer Symmetrie der Schaltung am Klemmenpaar II des Ringmodulators völlig unterdrückt. Der Modulationsgrad m ist im Idealfall unendlich groß und überschreitet erst für Werte kleiner als Z = — 5 N den Wert m = 100%.

Während die vorstehenden Ausführungen das Erzeugen von Schwingungen mit neuen Frequenzen aus mindestens zwei Ursprungsschwingungen behandeln, wird anschließend ein Sonderfall der Modulation, die Erzeugung von neuen Schwingungen aus nur einer ursprünglichen Schwingung (zum Beispiel mit der Frequenz ω) erwähnt. Hierbei entstehen lediglich Harmonische dieser Grundfrequenz und keine Schwingungen mit Summen- oder Differenzfrequenzen. Für diesen Vorgang ist der Ausdruck „Klirren" üblich, wobei der Klirrfaktor

$$k = \sqrt{\frac{A_{2\omega}^2 + A_{3\omega}^2 + A_{4\omega}^2 + \ldots}{A_{\omega}^2 + A_{2\omega}^2 + A_{3\omega}^2 + A_{4\omega}^2 + \ldots}}$$

ein Maß für die Summe der Effektivwerte der neu entstehenden Schwingungen, der Oberwellen, zur Summe der Effektivwerte aller am Ausgang des nichtlinearen Stromkreises vorhandenen Schwingungen ist.

Im Falle der trägerfrequenten Nachrichtenübermittlung wird das zu übertragende Zeichen oftmals nicht direkt in das gewünschte Frequenzgebiet verlagert, sondern in zwei oder mehr Stufen. Diese Mehrfachmodulation erfolgt im Gegensatz zur unmittelbaren mit Hilfe von Zwischenträgerfrequenzen in den Sende- und Empfangseinrichtungen. Ein solches Verfahren ermöglicht die Verwendung von verhältnismäßig einfachen Bandfiltern zur Trennung der Nutzschwingungen von anderen, unerwünschten Schwingungen, zum Beispiel von besonderen Modulationsprodukten (zu unterdrückende Seitenschwingung) oder von störenden Nachbarsendern.

Bild 4 zeigt einige Beispiele für die unmittelbare Frequenzumsetzung und für die Frequenzverlagerung in zwei Stufen, einmal für die Sendeseite von Trägerfrequenzsystemen der drahtgebundenen Nachrichtentechnik und zum anderen für Rundfunkempfänger.

Bei der unmittelbaren Frequenzumsetzung in einem Trägerfrequenzsystem wird die Sprache, die hier nicht nur aus einzelnen Schwingungen, sondern aus mehreren, einander überlagerten, also aus einem Frequenzband — NF — 0,3 bis 3,4 kHz — besteht, verlagert. Das erfolgt mit Hilfe des Trägers mit der Frequenz Ω = 56 kHz in dem für die Übertragung auf der Leitung gewählten Frequenzbereich TF = 56,3 bis 59,4 kHz. Das andere bei dieser Modulation entstandene Seitenband 52,6 bis 55,7 kHz ist aber, ebenso wie der Träger, unerwünscht und muß durch ein hochwertiges Filter mit großer Flankensteilheit von dem Nutzseitenband getrennt werden.

Im Gegensatz hierzu wird das NF-Band bei der Frequenzumsetzung in Stufen zunächst mit Hilfe des Trägers Ω_1 = 8 kHz in den Bereich TF_1 = 4,6 bis 7,7 kHz und danach mittels Ω_2 = 64 kHz in den Bereich TF_2 = 56,3 bis 59,4 kHz verlagert. Die durch die Mehrfachumsetzung erzielte Spreizung der beiden Seitenbänder (Abstand 68,4 — 59,6 = 8,8 kHz gegenüber 56,3 — 55,7 = 0,6 kHz bei der unmittelbaren Frequenzumsetzung) gestattet bei hohen Frequenzen die Verwendung von Bandfiltern mit geringerer Flankensteilheit, da die Hauptselektion im Frequenzgebiet 4 bis 8 kHz liegt.

Die Mehrfachfrequenzumsetzung dient in der Rundfunktechnik bei den Superhetempfängern (Amplitudenmodulation) zur Erhöhung der Abstimmschärfe, das heißt zur besseren Trennung des zu empfangenden, gewünschten Senders von unerwünschten, frequenzbenachbarten. Im

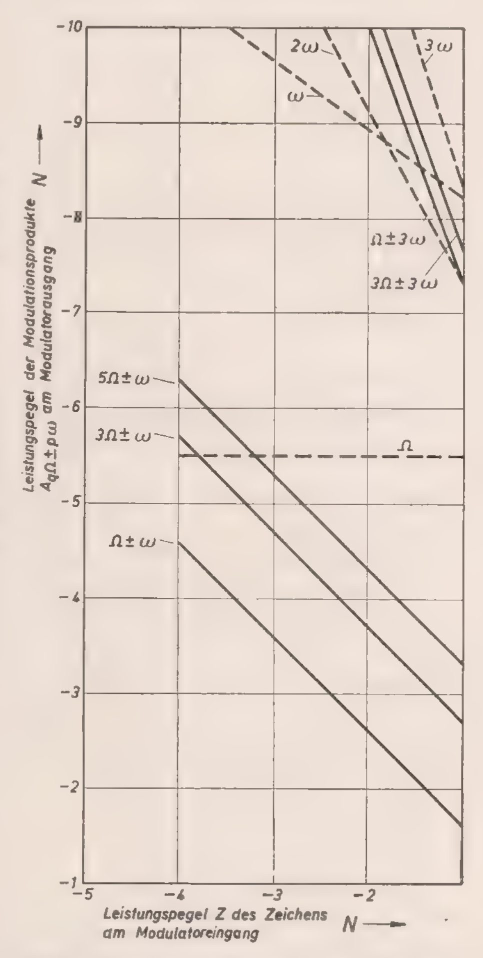


Bild 5: Modulationsprodukte eines Ringmodulators mit Cu_2O-Gleichrichtern

Gegensatz zum Geradeausempfänger (unmittelbare Frequenzverlagerung der HF in die NF) werden beim Super die empfangenen Schwingungen zunächst in der Mischstufe in den Bereich der Zwischenfrequenz demoduliert. Diese ist für alle Empfangsfrequenzen einheitlich, so daß die Möglichkeit der Verwendung fest abgestimmter Bandfilter mit großer Flankensteilheit in einer verhältnismäßig tiefen Frequenzlage gegeben ist. Beim Geradeausempfänger bereitet die Verwendung von Bandfiltern mit einer ausreichenden Selektion, also mit großer Flankensteilheit, wegen der Herstellung und des variabel zu gestaltenden Durchlaßbereiches für die einzelnen zu empfangenden und voneinander zu trennenden Sender, Schwierigkeiten.

Geht die Frequenzumsetzung in Stufen vor sich, sind an die Filter nur geringe Forderungen hinsichtlich der Flankensteilheit und daher auch bezüglich der Fabrikationsgenauigkeit, Temperatur- und Feuchtigkeitsunabhängigkeit ihrer Bauelemente und der zeitlichen Konstanz der elektrischen Werte zu stellen.

In diesem Zusammenhang sei noch erwähnt, daß in der Rundfunktechnik die Bezeichnung „Überlagerungsempfang" für die Mehrfachumsetzung gebräuchlich ist. Diese Bezeichnung erscheint richtig für die am Ausgang der Mischstufe eines Supers auftretende Überlagerung der in den Zwischenfrequenzbereich demodulierten HF-Schwingungen. Hinsichtlich des physikalischen Vorganges in der Mischstufe und im Demodulator handelt es sich jedoch um eine Modulation, also um das Erzeugen von Schwingungen mit neuen Frequenzen im Zwischenfrequenz- bzw. im Niederfrequenzbereich.

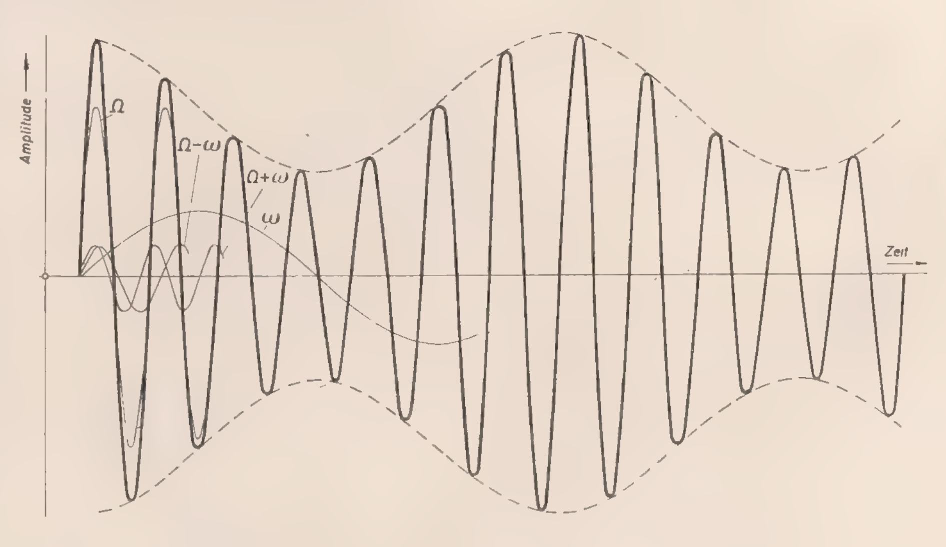
Auch der in der Rundfunktechnik oft verwendete Ausdruck „Gleichrichten" für den Vorgang der Demodulation der zum Empfänger übertragenen Schwingungen erscheint nicht immer zweckmäßig. Hierbei entsteht zwar in manchen Fällen ein Gleichstrom, der aber meist unerwünscht ist. In allen Fällen tritt jedoch das gewünschte Zeichen mit der Frequenz ω auf und zusätzlich noch eine Reihe weiterer unerwünschter Modulationsprodukte, deren Amplituden für eine verzerrungsfreie Nachrichtenübermittlung nicht zu vernachlässigen sind.

Daher wird es zur Vermeidung von Irrtümern und von falschen physikalischen Vorstellungen vorteilhaft erachtet, den Ausdruck „Gleichrichten" auf das erwünschte Erzeugen eines Gleichstromes aus einem Wechselstrom zu beschränken. Dies ist neben dem erwähnten Klirren ein Sonderfall der Modulation bei dem außer dem erwünschten Gleichstrom (Frequenz „Null") noch andere Schwingungen mit neuen Frequenzen als meist unerwünschte Modulationsprodukte entstehen.

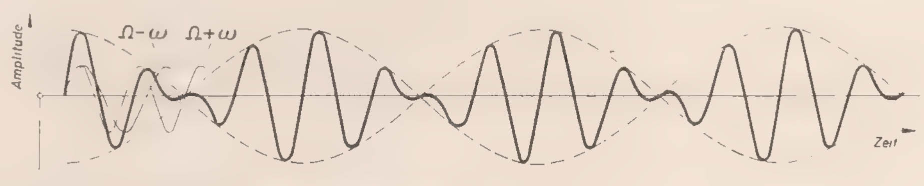
Abschließend sei noch erwähnt, daß theoretisch gesehen sowohl die Absolutwerte der Amplituden als auch die Frequenzen von Zeichen- und Trägerschwingung — im Gegensatz zu der im Schrifttum für den Fall der Modulation auch heute noch oft vertretenen Ansicht — beliebig sein, also auch in einem beliebigen Verhältnis zueinander stehen können. Entsprechend der im Bild 2 und der bei der Beschreibung des Demodulationsvorganges angegebenen rechnerischen Darstellung der Modulation durch eine für alle Anwendungsfälle gültige Potenzreihe für die Strom-Spannungs-Charakteristik von beliebigen nichtlinearen Elementen entstehen aus Zeichen und Träger stets die beiden gewünschten Seitenschwingungen mit den Summen- und Differenzfrequenzen beider, die das modulierende Zeichen in einem anderen Frequenzbereich wiedergeben. Verschieden sind lediglich die Amplituden und die Frequenzen der einander überlagerten und auf die nichlinearen Elemente wirkenden Schwingungen und ferner die Amplituden und Frequenzen der am Ausgang eines Modulators auftretenden und dort ebenfalls überlagerten Modulationsprodukte.

Im Bild 6 sind einige Beispiele für diese Überlagerung angegeben. Die Kurve a entsteht aus der geometrischen Addition von drei Schwingungen. Sie entsprechen zum Beispiel den in einem Modulator mit nichtlinearen Elementen erzeugten und am Ausgang der Modulationsschaltung auftretenden Frequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$ (Seitenschwingungen) und Ω (Träger). Man kann diese resultierende und eine Überlagerung darstellende Kurve jedoch auch in einem linearen Stromkreis mit Hilfe von drei Einzelgeneratoren erzeugen. Es ist also der Kurve des Bildes 6 a

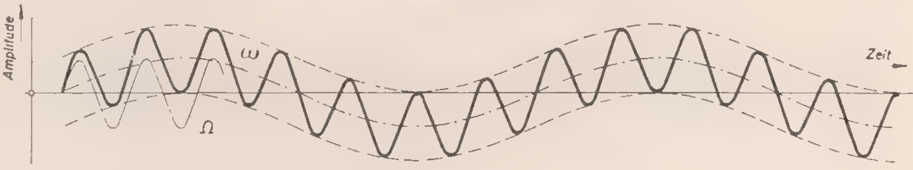
Bild 6: Überlagerung von Schwingungen



a) $A_\Omega \cdot \cos \Omega t + A_{\Omega+\omega} \cdot \cos (\Omega + \omega)t + A_{\Omega-\omega} \cdot \cos (\Omega - \omega)t$



b) $A_{\Omega+\omega} \cdot \cos (\Omega + \omega)t + A_{\Omega-\omega} \cdot \cos (\Omega - \omega)t$



c) $A_\omega \cdot \cos \omega t + A_\Omega \cdot \cos \Omega t$

	Amplituden	Frequenzen
Kurve a)	$\frac{A_\Omega}{A_\omega} = \frac{2,5}{1}$, $\frac{A_{\Omega+\omega}}{A_\omega} = \frac{A_{\Omega-\omega}}{A_\omega} = \frac{0,5}{1}$	$\frac{\Omega}{\omega} = \frac{7}{1}$
Kurve b)	$\frac{A_{\Omega+\omega}}{A_\omega} = \frac{A_{\Omega-\omega}}{A_\omega} = \frac{0,5}{1}$	$\frac{\Omega+\omega}{\omega} = \frac{8}{1}$
Kurve c)	$\frac{A_\Omega}{A_\omega} = 1$	$\frac{\Omega-\omega}{\omega} = \frac{6}{1}$

nicht anzusehen, ob ihre Einzelschwingungen das Ergebnis einer Modulation oder eines anderen Vorganges sind.

Die Kurve b zeigt die Überlagerung von nur zwei Schwingungen mit nahezu gleicher Frequenz. Sie stellen zum Beispiel zwei Seitenschwingungen als Ergebnis einer Modulation mit unterdrücktem Träger dar, könnten jedoch ebenfalls auf andere Weise erzeugt werden. Im Bild 6c ist zusätzlich noch die Überlagerung von zwei Schwingungen mit gleicher Amplitude, jedoch verschiedener Frequenz dargestellt.

Es ist also festzustellen, daß der Zeitverlauf der Resultierenden einer Überlagerung von mehreren Schwingungen keinen Aufschluß über das Entstehen der Einzelschwingungen geben kann. Aber auch die zugehörigen und im Bild 6 gestrichelt gezeichneten Hüllkurven der am Ausgang eines Modulators auftretenden Überlagerung können kein charakteristisches Merkmal des Modulationsvorganges sein, da aus ihr der Zeitverlauf der in der Trägerfrequenztechnik am meisten interessierenden Seitenschwingungen $\Omega \pm \omega$ nicht ohne weiteres ersichtlich ist. Ferner läßt die Hüllkurve keinerlei Angaben über die Amplituden der störenden Modulationsprodukte erkennen, das heißt, über die hinsichtlich einer ausreichenden Übertragungsgüte besonders zu beachtenden Verzerrungen des trägerfrequent übertragenen und im Empfangsgerät demodulierten Zeichens. Dagegen erscheint es für eine solche Betrachtung vorteilhaft, die Amplituden der störenden Modulationsprodukte quantitativ, wie im Bild 3, zu vergleichen.

Zusammenfassung

Die Modulation, gekennzeichnet durch das Erzeugen von Schwingungen mit neuen Frequenzen, dient zur Frequenzverlagerung von Nachrichten in ein anderes, für eine trägerfrequente Übertragung gewünschtes Frequenzgebiet. Die den Eingangsklemmen eines Modulators zugeführten und das modulierende Zeichen darstellenden Schwingungen sind einander überlagert und werden mittels einer Hilfsschwingung, dem Träger, in ein anderes Frequenzgebiet umgesetzt. Das am Ausgang des Modulators auftretende Spektrum enthält eine Reihe von ebenfalls überlagerten Schwingungen, darunter die erwünschten Seitenschwingungen. Aus der Hüllkurve dieser Überlagerung können weder die Amplituden und Frequenzen der Seitenschwingungen noch diejenigen der in der Praxis störenden Modulationsprodukte ohne weiteres ermittelt werden. Vielmehr müssen sie mit Hilfe besonderer Verfahren berechnet und gemessen werden.

Leipzig hat einen UKW-Sender

Am 1. Mai 1953, dem Feiertag der Werktätigen, um 4.45 Uhr, begann in Leipzig im Karl-Marx-Hochhaus ein weiterer UKW-Sender der Deutschen Demokratischen Republik auf der Frequenz 88 MHz mit einer vorläufigen Leistung von 250 W seine Sendetätigkeit. Mit einem durchgehenden Programm von 4.30 bis 1.30 Uhr und einer Pause von 8.10 bis 10.00 Uhr in der Programmgruppe Berlin I ist damit allen Freunden des Ultrakurzwellenrundfunks die Möglichkeit gegeben, in Leipzig und Umgebung den neuen Sender zu empfangen.

Die Aufstellung dieses neuen Senders in der Messestadt Leipzig erfolgte im Laufe der Entwicklung, die im Jahre 1953 entsprechend dem Volkswirtschaftsplan eine annähernd vollkommene UKW-Rundfunkversorgung der Deutschen Demokratischen Republik durch die Errichtung einer größeren Anzahl von Sendern zum Ziele hat. Selbstverständlich genügen hierfür nicht Sendeleistungen von 250 W. Deshalb werden noch im Jahre 1953 Leistungssteigerungen durchgeführt, so daß die jetzigen 250-W-Stufen später als Steuerstufen für die UKW-Sender größerer Leistungen dienen.

Wenn im Planjahr 1953 eine wesentliche Verbesserung der Rundfunkversorgung durch die Errichtung neuer UKW-Sender vorgesehen ist, so war der Grundgedanke hierzu, unserer Bevölkerung in jedem Wohngebiet grundsätzlich den Empfang von drei Programmen zu ermöglichen. Bei der Benutzung eines mit einem UKW-Teil ausgerüsteten Durchschnittsempfängers können also der Ortssender, das Programm des Senders Berlin II auf Langwelle und der bezirklich hörbare UKW-Sender empfangen werden.

Im Zuge dieser Maßnahmen wird also auch der UKW-Sender Leipzig seine Leistung steigern. Darüber hinaus ist in Kürze auch die Errichtung eines Fernsehsenders in der Messestadt Leipzig vorgesehen. Genau wie der jetzt in Betrieb genommene UKW-Sender wird dieser Sender im Karl-Marx-Hochhaus aufgestellt. Die jetzige 2-Ebenen-Dipol-Antenne ist also nur für den ersten Ausbauabschnitt des UKW-Senders vorgesehen und wird mit der Errichtung des Fernsehsenders durch eine kombinierte UKW-FS-Antenne abgelöst.

Vielen Hörern wird der Einsatz des UKW-Senders in der Messestadt Leipzig die Erfüllung eines langgehegten Wunsches bedeuten. Neben der Verbesserung der Rundfunkempfangsverhältnisse ist die Errichtung des Senders gerade in Leipzig von großer technischer Bedeutung für die dortige Funkindustrie. Ihr obliegt die Aufgabe, grundsätzlich alle zukünftig auf den Markt kommenden Geräte mit einem UKW-Teil auszurüsten und damit den Wünschen der Käufer nach Teilnahme am UKW-Funk Rechnung zu tragen. Bastler und Amateure erhalten gleichzeitig durch den nunmehr planmäßig erfolgenden Ausbau des UKW-Funks in der Deutschen Demokratischen Republik neue Anregungen, sich mit der Technik des Ultrakurzwellenrundfunks zu befassen und durch ihre Tätigkeit mit dazu beizutragen, die Ultrakurzwelle zu popularisieren.

Wenn die Funkindustrie in Zusammenarbeit mit der Hauptverwaltung Funkwesen neue Ultrakurzwellensender in der Deutschen Demokratischen Republik aufbaut, so verdanken wir es unseren Arbeitern, Technikern, Ingenieuren und Wissenschaftlern, die es verstanden haben, durch ihre Arbeit die Grundlagen für die Verbesserung der Rundfunkversorgung zu schaffen, sie haben es der Regierung ermöglicht, ein derartiges Aufbauprogramm zur Verbesserung der Rundfunkversorgung zu beschließen.

Zu den Zielen unserer Regierung gehört es u. a., jedem Schaffenden die Möglichkeit zu geben, am politischen und kulturellen Leben in unserer Republik teilzunehmen.

Aber nicht nur zur Erfüllung dieser Aufgabe werden die neuen Ultrakurzwellensender in verschiedenen Orten der Deutschen Demokratischen Republik errichtet, sondern in erster Linie auch zum Einsatz als aktive Friedensinstrumente. Sie werden ihre Stimme für den Abschluß eines Friedensvertrages mit Deutschland erheben und der Forderung nach der Einheit Deutschlands Ausdruck verleihen. Gleich ihren großen Brüdern, den leistungsstarken Sendern im Mittel- und Langwellenbereich, haben die UKW-Sender die Aufgabe, vom Aufbau des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik zu berichten. In ureigener Angelegenheit legen sie ein erneutes stolzes Zeugnis für die Aufwärtsentwicklung auf dem Gebiet der Funktechnik in der Deutschen Demokratischen Republik ab.

Als einem der ersten neu eingesetzten UKW-Sender wünschen wir dem UKW-Sender der Messestadt Leipzig den besten Erfolg bei der Lösung der ihm gestellten Aufgaben. Den Hörern der Frequenz 88 MHz mit dem Berliner Programm gilt unser Wunsch: Viel Freude an dem neuen UKW-Sender und guten Empfang!

Das deutsche Volk, aus dem die bedeutendsten deutschen Wissenschaftler Karl Marx und Friedrich Engels, die Begründer des wissenschaftlichen Sozialismus hervorgegangen sind, wird unter der Führung der Arbeiterklasse in der Deutschen Demokratischen Republik die großen Ideen des Sozialismus Wirklichkeit werden lassen.

Walter Ulbricht

CARL GRÄMER

6-Kreis-Allstrom-

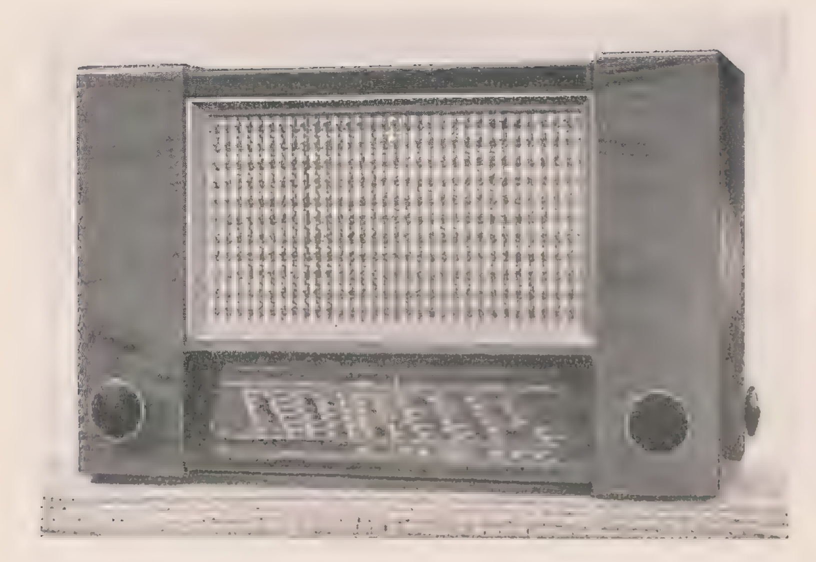


Bild 1: Vorderansicht des furnierten Holzgehäuses, in das der Einbau des Chassis bzw. des Lautsprechers vorgenommen wurde

Der Selbstbau eines hochwertigen Superhetempfängers mit gleichen Empfangsleistungen wie ein Industrieempfänger derselben Klasse ist bei Verwendung industriell gefertigter Einzelbauteile verhältnismäßig einfach. Es müssen jedoch im Aufbau und in der Schaltung einige wichtige Dinge beachtet sollen. Mit Hilfe einer Bauanleitung werden die bei selbstgebauten Empfängern oft festgestellten Fehler von vornherein vermieden werden.

Diese Fehler entstehen durch unsachgemäßen Aufbau, das heißt durch eine unzweckmäßige Anordnung der Bauelemente und in vielen Fällen auch durch mangelhafte Lötverbindungen.

In elektrischer Hinsicht werden die Forderungen nach kürzester Leitungsführung, um parallelgeführte brummempfindliche Leitungen zu vermeiden, und die Notwendigkeit der metallischen Abschirmung dieser Leitungen recht oft nicht beachtet.

Alle mit der Erde oder dem Chassis zu verbindenden Teile müssen in der Nähe ihres zugeordneten Montageplatzes an einem gemeinsamen Punkt angeschlossen sein. Die einzelnen Anschlußpunkte sind untereinander durch starken blanken Schaltdraht zu verbinden. Keinesfalls sollte die Aluminiummontageplatte als elektrischer Leiter dienen.

Um Wackelkontakte zu vermeiden, sind einwandfreie Lötstellen unbedingt erforderlich. Hierzu noch einige Hinweise:

Die Wärmeabgabe und damit die Leistungsaufnahme eines elektrischen Lötkolbens müssen der Größe der Lötstellen angepaßt sein. Für die üblichen Schaltarbeiten ist ein Lötkolben mit einer Leistungsaufnahme von 100 W ausreichend. Die eingesetzte Kupferspitze, die gut verzinnt werden muß, sollte genügend heiß sein, damit das Zinn leicht fließt. Als Flußmittel verwende man kein Lötfett, sondern Kolophonium. Sämtliche Lötstellen müssen vor dem Löten gesäubert werden. Auch bereits verzinnte Drahtenden, zum Beispiel an Widerständen und Kondensatoren, sowie die Lötösen der Lötösenhalter sind vor dem Einbau zu reinigen.

Aufbau

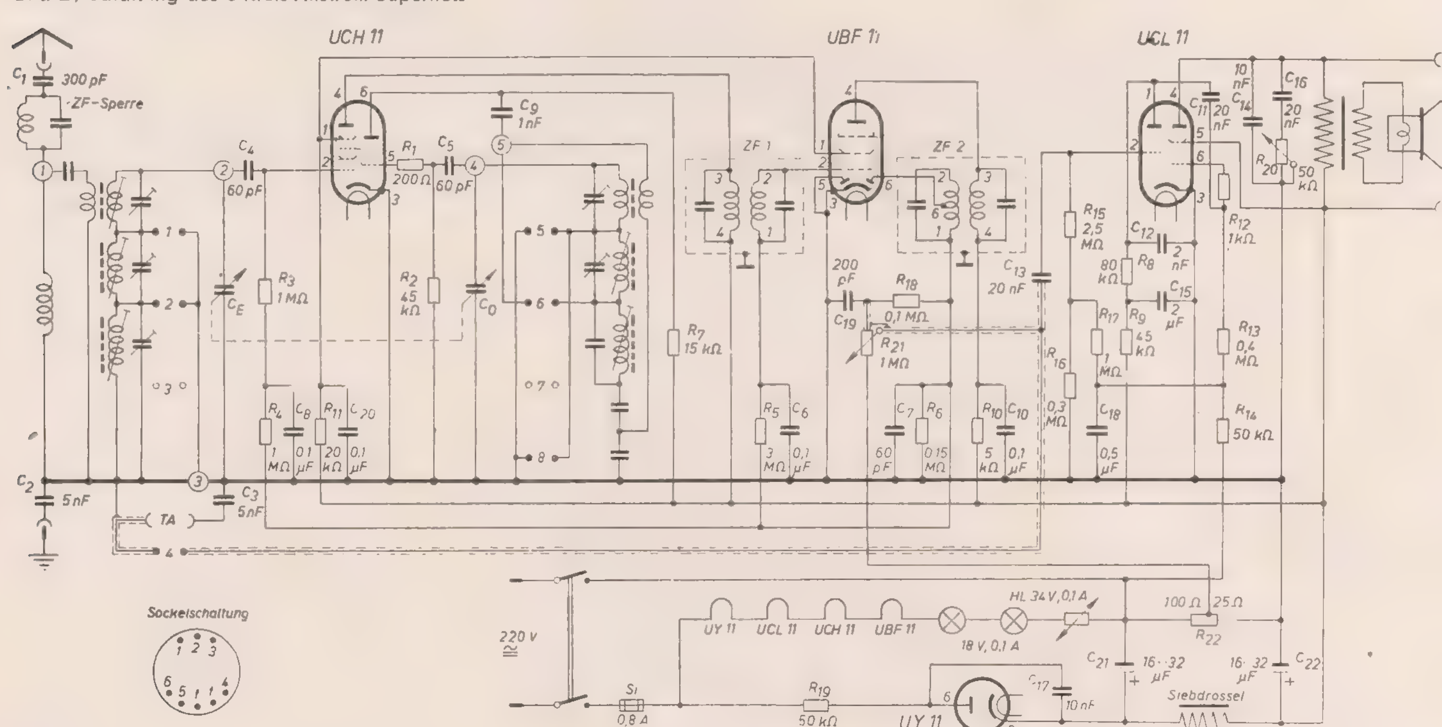
Für den Aufbau eines stabilen, nur wenig Metall erfordernden Chassis fertigen wir uns aus einer Holzleiste von 12 × 60 mm einen Rahmen mit den Maßen 350 × 170 mm. Auf diesem Rahmen wird mit Holzschrauben eine Aluminiummontageplatte gleicher Größe befestigt, die entsprechend dem Aufbauplan (Bild 4) Ausschnitte für die Röhrensockel und Bandfilter sowie die Löcher für die Befestigungsschrauben erhalten hat. An der Rückseite des Holzrahmens sind die Buchsen für Antenne, Erde, Tonabnehmer und Lautsprecher einzusetzen.

Der Einbau des auf ein Blech von 146 × 60 mm montierten und mit dem Wellenbereichschalter kombinierten Spulensatzes erfolgt in 30 mm Abstand von der Grundplatte. Im gleichen Abstand ist das als Tonblende verwendete Potentiometer zu befestigen.

Die Befestigungsbleche für den Lautstärkeregler und die Skalenantriebsachse werden an der Vorderseite des Holzrahmens angeschraubt. Siebdrossel und ZF-Sperre sind entsprechend den Angaben im Bild 4 zu montieren.

Die Montage des Drehkondensators mit Seilrad ist im Bild 7 gut zu erkennen, ebenso die Anordnung der kleinen Seilrollen und der Skalenabdeckplatte. Die Skala selbst wird fest im Gehäuse montiert. Der Skalenantrieb bereitet einige Schwierigkeiten und ist deshalb mit der nötigen Sorgfalt herzustellen.

Bild 2: Schaltung des 6-Kreis-Allstrom-Superhets



Bauanleitung:

Superhet

Aus Bild 6, das die Anordnung der unter der Montageplatte liegenden Einzelteile zeigt, und dem Verdrahtungsplan (Bild 7) ergeben sich alle nötigen Hinweise für die Schaltung. Bild 3 zeigt die Innenansicht des Empfängers nach dem Chassiseinbau, Bild 1 die Vorderansicht des fertigen Gerätes.

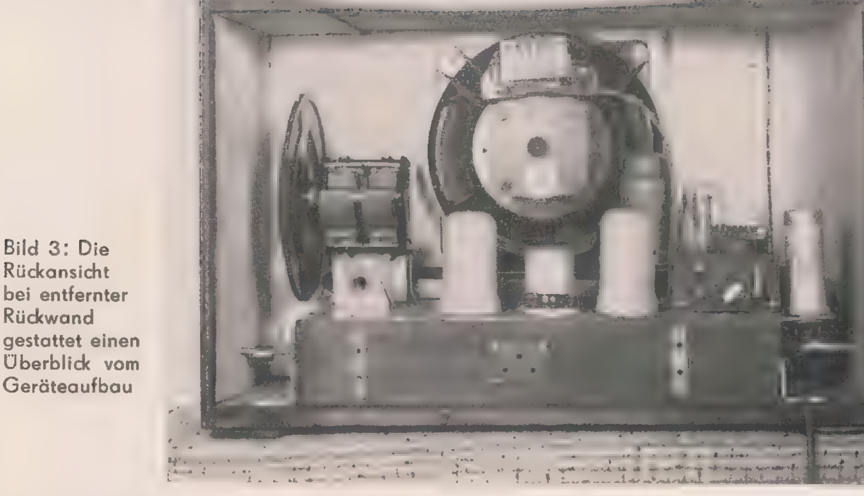


Bild 3: Die Rückansicht bei entfernter Rückwand gestattet einen Überblick vom Geräteaufbau

Schaltung

Die Schaltung des Empfängers, Bild 2, entspricht der eines mit U-Röhren ausgestatteten Industrieempfängers. Bekanntlich werden in einem Allstromgerät die Heizfäden der Röhren mit den Skalenlampen in Serie geschaltet. Durch den im Heizkreis liegenden Heißleiter sind die Skalenlampen beim Anheizen der Röhren vor Überspannungen geschützt.

Der Netzteil des Empfängers wurde nur für den Anschluß an 220 V Gleich- und Wechselspannung dimensioniert.

Der verwendete Hescho-Spulensatz EZs 0114 hat fünf Anschlüsse, die mit den Zahlen 1 bis 5 bezeichnet sind. Beim Kauf dieses Spulensatzes ist es wichtig, den dazugehörigen Prospekt mit der Abgleichvorschrift zu erhalten. Im Schaltbild sind die Spulenanschlüsse ebenfalls mit Zahlen bezeichnet.

Die von der Antenne aufgenommene Hochfrequenzenergie gelangt über C_1 über die auf 468 kHz abgestimmte ZF-Sperre zum Antennenkreis des Empfängers. Durch induktive Kopplung wird die HF-Energie auf den durch C_E abstimmbaren Eingangskreis übertragen. Die Spulen sind entsprechend den Bereichen

Kurzwelle	18,5— 5,9	MHz,
Mittelwelle	1610 —515	kHz,
Langwelle	375 —150	kHz

umschaltbar.

Von Position 2 des Spulensatzes gelangt das Eingangssignal über C_4 zum Gitter der Mischröhre UCH 11.

Position 3 ist mit dem Chassis verbunden. Im Oszillatorkreis, abstimmbar durch C_0, wird in Verbindung mit dem Triodenteil der Röhre UCH 11 eine Hilfsfrequenz erzeugt.

Die Empfangsfrequenz und die erzeugte Oszillatorfrequenz werden in der UCH 11 gemischt. Von der Anode des Hexodenteiles der UCH 11 wird die gebildete Zwischenfrequenz auf ein ZF-Bandfilter (ZF 1) übertragen.

Der Abgleich des zweikreisigen Bandfilters erfolgt durch veränderliche Eisenkerne in den Spulen, die bereits im Herstellerwerk auf 468 kHz abgestimmt wurden. Es empfiehlt sich also, vor dem Einbau der Filter die Stellung der Kerne nicht zu verändern.

Durch induktive Kopplung wird die Hochfrequenz von Kreis 1 nach Kreis 2 übertragen und zur weiteren Verstärkung dem Gitter der Röhre UBF 11 zugeführt.

Vom Sekundärkreis des zweiten, ebenfalls auf 468 kHz abgestimmten ZF-Bandfilters, ZF 2, gelangt die Zwischenfrequenz zum Demodulator, also zur Diode der UBF 11. Nach erfolgter Gleichrichtung fällt die entstandene Niederfrequenzspannung an einem Spannungsteiler, dem Lautstärkeregler, ab. Ein Teil der Spannung wird vom Schleifer des Potentiometers abgegriffen und liegt über C_{13} am Gitter der Triode der UCL 11. Die verstärkte Niederfrequenz wird über C_{11} dem Endsystem dieser Röhre zur weiteren Verstärkung zugeleitet. Der Anodenwechselstrom des Endsystems gelangt zum Ausgangstransformators des Lautsprechers. Das Potentiometer R_{20} dient zur Änderung der Klangfarbe. Die Regelspannung zur Schwundreglung wirkt über die Widerstände R_4 und R_3 am Steuergitter der Mischröhre.

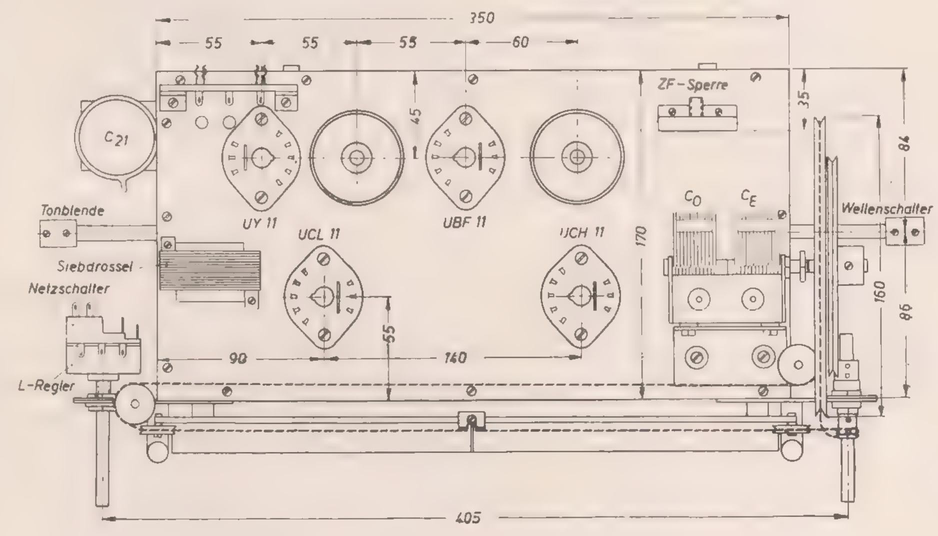


Bild 4: Der Aufbauplan erleichtert eine zweckmäßige Anordnung der wichtigsten Teile

Der beim Anschluß an ein Wechselstromnetz von der Gleichrichterröhre UY 11 erzeugte Gleichstrom wird durch C_{21}, C_{22} und durch die Drossel gesiebt und den Anoden und Schirmgittern der Röhren über entsprechende Widerstände zugeführt.





Bild 5: Die Chassisdraufsicht entsprechend dem Aufbauplan

Der Abgleich des Empfängers

Nachdem alle Schaltarbeiten beendet sind und eine letzte Prüfung an Hand der

Schaltunterlagen stattgefunden hat, wird der Empfänger an das Netz angeschlossen, und es erfolgt die Überprüfung der Spannungen. Nach Anschluß der Antenne wird in den meisten Fällen bereits der nächstgelegene Sender zu hören sein.

Auf keinen Fall ist es ratsam, den Abgleich ohne Meßsender vorzunehmen, da dann der Empfänger nur selten die maximale Leistung abgibt. In diesem Fall ist es zweckmäßig, das Gerät in einer Rundfunkmechanikerwerkstatt abstimmen zu lassen.

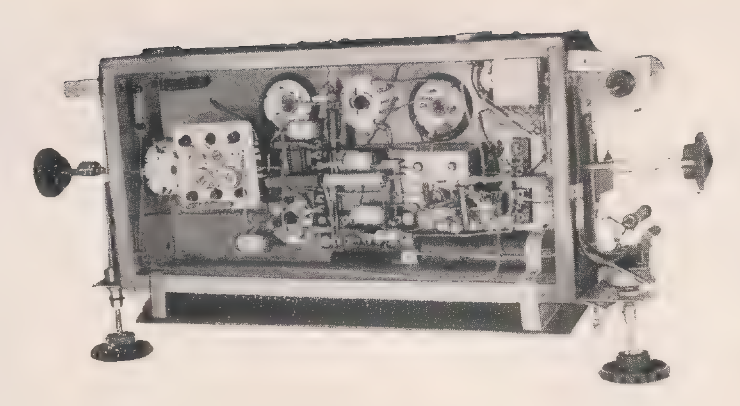


Bild 6: Die Chassisansicht von unten zeigt die Anordnung des Superhetspulensatzes und der Schaltelemente

Zusammenstellung der Teile für den 6-Kreis-Super mit U-Röhren

1 Gehäuse
1 permanentdynamischer Lautsprecher, 4W, mit Ausgangstransformator
1 Röhrensatz bestehend aus: UCH 11, UBF 11, UCL 11, UY 11
1 Chassis-Holzrahmen 350 × 170 × 60 mm; Holzstärke 12 mm
1 Aluminiummontageplatte 350 × 170 × 1 bis 1½ mm
1 Superspulensatz Type EZs 0114, Fabrikat „Hescho“
1 Doppeldrehkondensator 2 × 13 bis 485 pF
1 Seilrad 160 mm Durchmesser für 25 cm Zeigerweg
4 Röhrenfassungen für U-Röhren (8polig)
1 Siebdrossel 60 mA
4 Seilaufrollen
2 2polige Buchsen für Antenne, Erde und Lautsprecher
1 3polige Buchse für Tonabnehmer
1 Lötösenstreifen 5polig
1 Lötösenstreifen 8polig
1 Lötösenstreifen 2 × 7polig
1 Netzspannungs- und Sicherungsleiste mit 0,8-A-Feinsicherung
1 Achse für Skalenantrieb 120 × 6 mm
1 Durchführungsbuchse für diese Achse
2 Buchsen mit Schrauben für Achsenbefestigung (Achsenverlängerungsbuchsen)
1 Befestigungsblech für Lautstärkeregler 80 × 45 mm, Stärke 1½ mm
1 Befestigungsblech für Skalenantriebsachse 80 × 45 mm, Stärke 1½ mm
1 Befestigungswinkel für Drehkondensator
1 Befestigungswinkel für Elektrolytkondensator C_{21}
2 Skalenlampenfassungen (Zwerggewinde)
2 Winkel für Chassisbefestigung 30 × 30 × 10 mm
1 Skalenzeiger
1 Hartpappenstreifen 350 × 65 mm Stärke, 2 mm dick, für Skalenabdeckung
2 Befestigungswinkel für diesen Streifen
2 große Drehknöpfe
2 kleine Drehknöpfe
2 Achsenverlängerungsbuchsen
1 Spulensatzabschirm- und Befestigungsblech 146 × 60 mm
2 Skalenlampen 18 V; 0,1 A

Kondensatoren

C_1 = 300 pF/1500 V
C_2 = 5 nF/1500 V
C_3 = 5 nF/330 V
C_4 = 60 pF/500 V
C_5 = 60 pF/ 500 V
C_6 = 0,1 µF/330 V Sicantrop
C_7 = 60 pF/500 V
C_8 = 0,1 µF/330 V Sicantrop
C_9 = 1 nF/1500 V
C_{10} = 0,1 µF/330 V Sicantrop
C_{11} = 20 nF/250/750 V Sicantrop
C_{12} = 2 nF/1000 V Sicantrop
C_{13} = 20 nF/250/750 V Sicantrop
C_{14} = 10 nF/110/330 V Sicantrop
C_{15} = 2 µF Becherkondensator 500/1000 V
C_{16} = 20 nF/250/750 V Sicantrop
C_{17} = 10 nF/110/330 V
C_{18} = 0,5 µF Becherkondensator 500/1500 V
C_{19} = 200 pF/500 V
C_{20} = 0,1 µF/250 V
C_{21} = 16 bis 32 µF Elektrolyt 280/350 V
C_{22} = 16 bis 32 µF Elektrolyt 280/350 V

Widerstände

R_1 = 200 Ω, 0,25 W
R_2 = 45 kΩ, 0,25 W
R_3 = 1 MΩ, 0,25 W
R_4 = 1 MΩ, 0,25 W
R_5 = 3 MΩ, 0,25 W
R_6 = 150 kΩ, 0,25 W
R_7 = 15 kΩ, 2 W
R_8 = 80 kΩ, 0,5 W
R_9 = 45 kΩ, 0,5 W
R_{10} = 5 kΩ, 0,25 W
R_{11} = 20 kΩ, 2 W
R_{12} = 1 kΩ, 0,25 W
R_{13} = 400 kΩ, 0,25 W
R_{14} = 50 kΩ, 0,25 W
R_{15} = 2,5 MΩ, 0,25 W
R_{16} = 300 kΩ, 0,25 W
R_{17} = 1 MΩ, 0,25 W
R_{18} = 100 kΩ, 0,25 W
R_{19} = 50 kΩ, 2 W
R_{20} = 50 kΩ, Potentiometer
R_{21} = 1 kΩ, Potentiometer mit Netzschalter
R_{22} = 130 Ω, 4 W Drahtwiderstand, Anzapfung bei 100 Ω
Hl = Heißleiter 34 V; 0,1 A

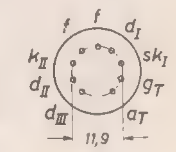
Bild 7: Verdrahtungsplan

RÖHRENINFORMATION EABC 80

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

EABC 80 — 60 — 67 — 22,2

Maximale Kolbenabmessungen



Anschluß der Sockelstifte von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau

Die Dioden II und III sind mit besonderen Abschirmkästen umgeben. Unter der Diode III befindet sich, ebenfalls gut abgeschirmt, die kleinere Diode I. In einem dritten, gleichartigen Kasten ist die Triode enthalten.

Paralleltypen

Die amerikanische Röhre **6 T 8** hat drei gleiche Dioden mit niedrigem Innenwiderstand. In den übrigen Daten, der Sockelschaltung und dem Verwendungszweck entspricht sie völlig der EABC 80. Ist die gleiche Röhre mit einem Heizfaden für 150 mA ausgerüstet, heißt sie 19 T 8. Die 6 V 8 hat gleiche Daten wie die 6 T 8, aber einen anderen Sockel. Ihre Ausführung für I_f = 150 mA heißt 19 V 8. Die Typen PABC 80, UABC 80 und HABC 80 unterscheiden sich nur in den Heizdaten von der EABC 80.

Den gleichen Triodenteil wie die EABC 80 hat die EBC 41, aber nur zwei zusätzliche Dioden mit hohem Innenwiderstand. Ihre Ausführung für I_f = 100 mA heißt UBC 41. Außerdem gibt es verschiedene amerikanische Röhrentypen mit gleichen Daten wie die EBC 41, aber einem anderen Sockel: Es sind die Röhren 6 Q 7 und 6 SZ 7 mit Octalsockel, die 6 BD 7 mit 9-Stift-Miniaturröhrensockel sowie die Röhren 6 AQ 6, 6 AT 6 und 6 BT 6 mit 7-Stift-Miniaturröhrensockel. Die 12 AT 6, die 12 BT 6 und die 12 Q 7 sind die entsprechenden Typen für I_f = 0,15 A.

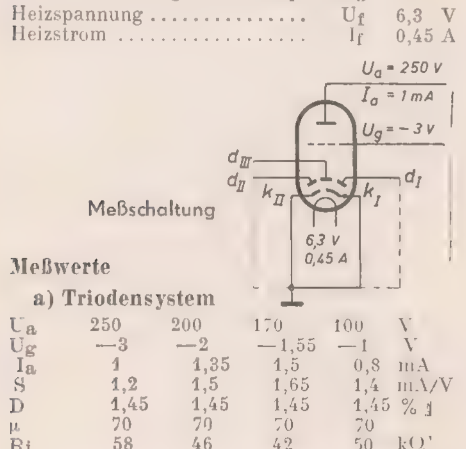
Hersteller

Die EABC 80 (6 T 8) wird vom VEB Werk für Fernmeldewesen „HF" hergestellt.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode. Wechselstromheizung, Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3 V
Heizstrom	I_f	0,45 A



Meßschaltung

Meßwerte

a) Triodensystem

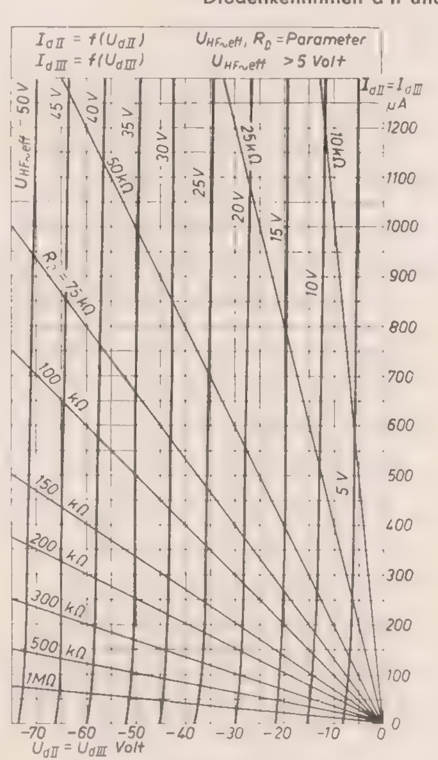
U_a	250	200	170	100	V
U_g	−3	−2	−1,55	−1	V
I_a	1	1,35	1,5	0,8	mA
S	1,2	1,5	1,65	1,4	mA/V
D	1,45	1,45	1,45	1,45	%
μ	70	70	70	70	
Ri	58	46	42	50	kΩ

Verwendung

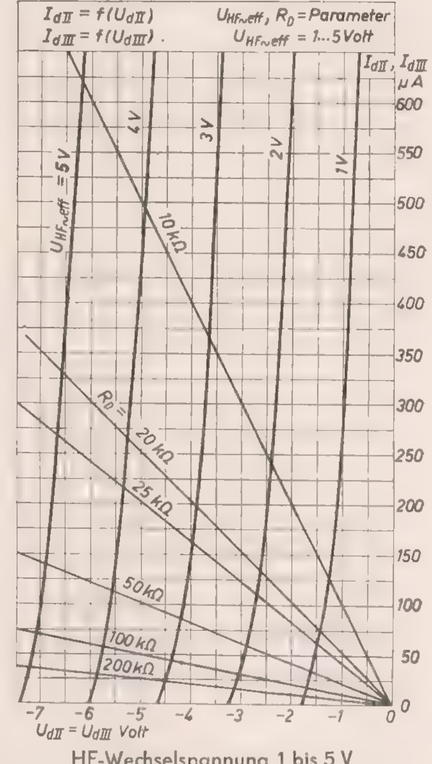
Miniaturröhre mit neun Stiften, die drei Diodensysteme und ein Triodensystem enthält. Zwei Dioden (d II und d III) haben einen kleinen Innenwiderstand und dienen zur Frequenzdemodulation; eine davon (d II) arbeitet mit einer besonderen Katode, wodurch es möglich ist, Verhältnisgleichrichterschaltungen aufzubauen. Die dritte Diode mit hohem Innenwiderstand (d I) dient zur Amplitudendemodulation. Eine besondere Diodenstrecke zur Regelspannungserzeugung ist nicht vorhanden; die Regelspannung wird an der AM-Diode abgenommen. Bei der EABC 80 kann man keine Verzögerungsspannung gewinnen; wird eine verzögerte Regelung gewünscht, so führt man dem Bremsgitter der EF 85 (ZF-Stufe) eine entsprechende Vorspannung zu und benutzt diese als Verzögerungsspannung.

Das Triodensystem der EABC 80, das dem der EBC 41 entspricht, hat einen kleinen Durchgriff und damit einen hohen Verstärkungsfaktor (μ = 70). Es dient zur NF-Verstärkung mit RC-Kopplung. Die Gittervorspannung kann durch einen Katodenwiderstand, halbautomatisch oder durch den Spannungsabfall am Gitterwiderstand infolge des Gitteranlaufstromes erzeugt werden. Es ist zweckmäßig, die letztere Art anzuwenden.

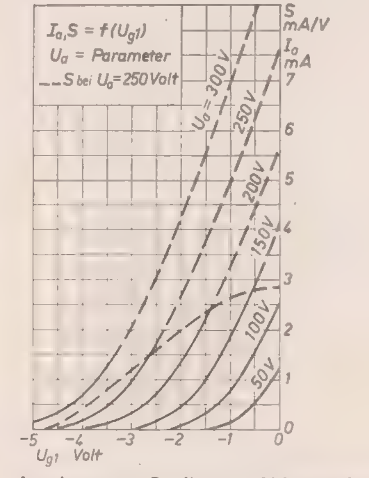
Diodenkennlinien d II und d III für Frequenzdemodulation



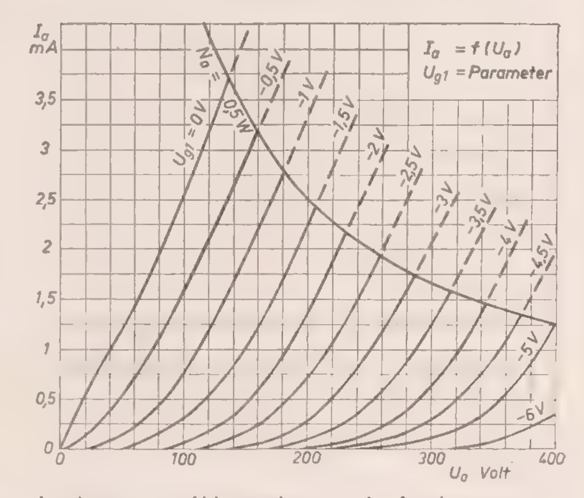
HF-Wechselspannung < 5 V



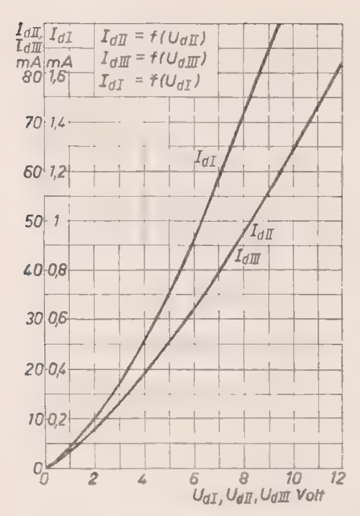
HF-Wechselspannung 1 bis 5 V



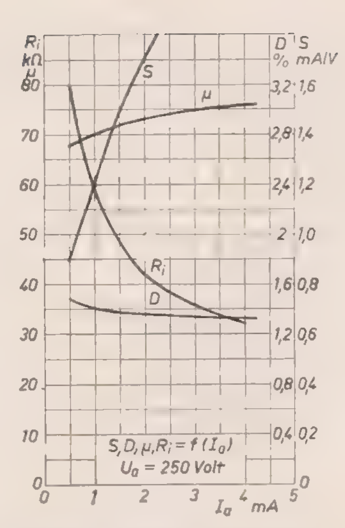
Anodenstrom, Steilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung



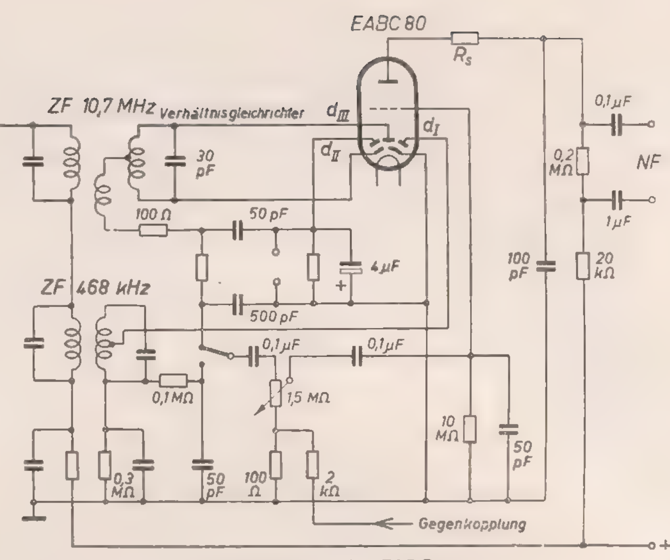
Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



Innenwiderstandskurven der Dioden



Steilheit, Durchgriff, Verstärkungsfaktor, Innenwiderstand in Abhängigkeit vom Anodenstrom



Die Schaltung der EABC 80

b) Diodensysteme

Innenwiderstand

R_{idI}	bei U_{dI}	= 10 V	ca. 5000 Ω
R_{idII}	bei U_{dII}	= 5 V	ca. 200 Ω
R_{idIII}	bei U_{dIII}	= 5 V	ca. 200 Ω

Verhältnis der Innenwiderstände

	$R_{iII} : R_{iIII}$	< 1,5
oder	$R_{iIII} : R_{iII}$	

Grenzwerte

a) Triodensystem

Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	1	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	5	mA
Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k\,max}$	150	V
Außenwiderstand zwischen Faden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Gitterstromeinsatzpunkt ($I_g \leqq +0,3\ \mu A$)	U_{ge}	—1,3	V
Gitterableitwiderstand	$R_{g\,max}$	3	MΩ

Wird die Gittervorspannung nur durch Spannungsabfall am Gitterwiderstand infolge des Gitteranlaufstromes erzeugt, so gilt als Maximalwert für $R_g = 20\ M\Omega$. Der Wechselstromwiderstand im Gitterkreis für die Netzfrequenz muß dabei $\leqq 400\ k\Omega$ sein.

b) Diodenstrecke I zur Amplitudendemodulation

Diodenspitzenspannung	$U_{dI\,sp\,max}$	200 V
Diodensperrspannung	$U_{dI\,sperr\,max}$	350 V
Diodengleichstrom	$I_{dI\,max}$	1 mA
Diodenspitzenstrom	$I_{dI\,sp\,max}$	6 mA

c) Diodenstrecken II und III zur Frequenzdemodulation

Diodenspitzenspannung	$U_{dII\,sp\,max}$	$U_{dIII\,sp\,max}$	200 V
Diodensperrspannung	$U_{dII\,sperr\,max}$	$U_{dIII\,sperr\,max}$	350 V
Diodengleichstrom	$I_{dII\,max}$	$I_{dIII\,max}$	10 mA
Diodenspitzenstrom	$I_{dII\,sp\,max}$	$I_{dIII\,sp\,max}$	75 mA

Betriebswerte

Triodensystem als NF-Verstärker in RC-Kopplung

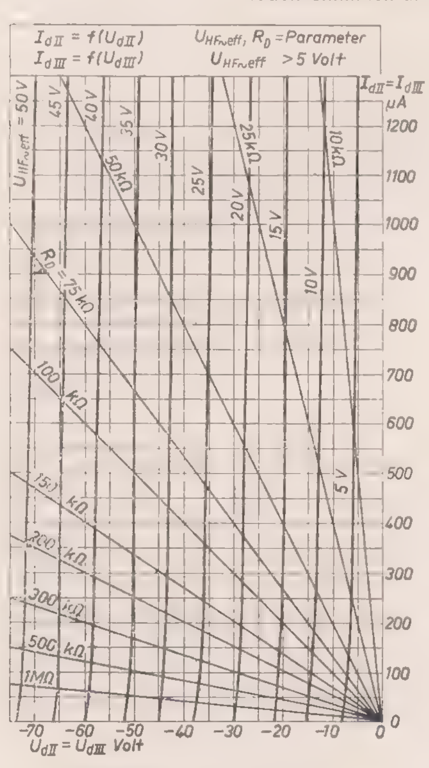
Gitterspannungserzeugung durch Spannungsabfall am Gitterwiderstand infolge des Gitteranlaufstromes. $R_g = 10\ M\Omega$, $R_k = 0\ \Omega$.

Betriebsspannung $U_b = 250$ V

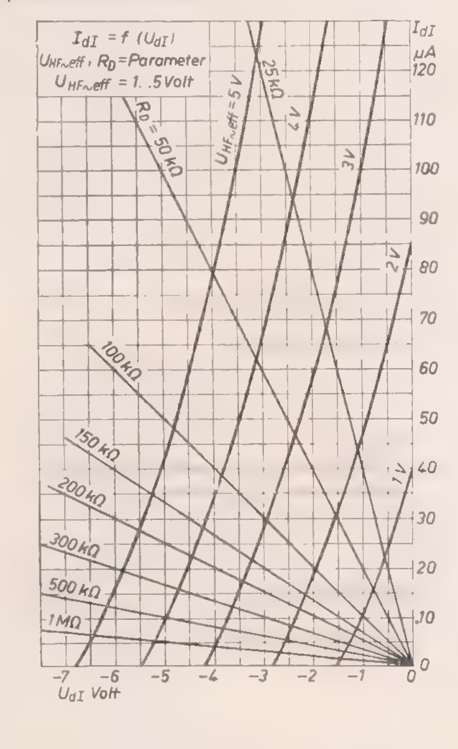
Außenwiderstand	R_a	300	200	200	100	100	kΩ
Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe	R_{g1}	1	1	0,7	1	0,7	MΩ
Anodenstrom	I_a	0,6	0,8	0,8	1,3	1,3	mA
Eingangsspannung für $U_{a\sim eff} = 4$ V	$U_{e\sim eff}$	67	68	70	78	80	mV
für $U_{a\sim eff} = 8$ V	$U_{e\sim eff}$	134	136	140	157	160	mV
Verstärkung	V	60	59	57	51	50	fach
Klirrfaktor für $U_{a\sim eff} = 4$ V	k	0,3	0,25	0,3	0,3	0,3	%
für $U_{a\sim eff} = 8$ V	k	0,65	0,55	0,6	0,55	0,6	%

Sofern bei einer Ausgangsleistung der Endröhre von 50 mW die effektive Wechselspannung am Gitter des Triodensystems der EABC 80 bei $f \geqq 800$ Hz $\geqq 10$ mV, bei $f = 50$ Hz $\geqq 2$ mV ist, sind keine besonderen Maßnahmen gegen akustische Rückkopplung und Klingen der Röhre notwendig.

Diodenkennlinien dI für Amplitudendemodulation



HF-Wechselspannung < 5 V



HF-Wechselspannung 1 bis 5 V

Innere Röhrenkapazitäten

a) Triodensystem

		Mittelwerte
Eingangskapazität	$c_{g/k}$	1,9 pF
Ausgangskapazität	$c_{a/k}$	1,4 pF
Gitter-Anoden-Kapazität	$c_{g/a}$	2,3 pF

b) Diodenstrecken

Kapazität zwischen		Mittelwerte
Diodenanode I — Katode I	$c_{dI/kI}$	1 pF
Diodenanode II — Katode I	$c_{dII/kI}$	4,5 pF
Diodenanode III — Katode I	$c_{dIII/kI}$	4,5 pF
Katode II — alle übrigen Elektroden	$c_{kII/—}$	5,1 pF
Katode II — Heizfaden	$c_{kII/f}$	2,8 pF

c) Zwischen den Dioden und der Triode

Kapazität zwischen		
Anode Triode — Diode I	$c_{aT/dI}$	< 0,1 pF
Anode Triode — Diode III	$c_{aT/dIII}$	< 0,1 pF
Anode Triode — Katode II	$c_{aT/kII}$	< 0,01 pF
Gitter Triode — Diode I	$c_{gT/dI}$	< 0,1 pF
Gitter Triode — Diode III	$c_{gT/dIII}$	< 0,002 pF
Gitter Triode — Katode II	$c_{gT/kII}$	< 0,01 pF

LEHRGANG FUNKTECHNIK

10. Fortsetzung

Die Schaltungstechnik

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Ändert man die Induktivität L oder die Kapazität C, so wird auch die Resonanzfrequenz geändert und somit ein anderes Frequenzband ausgesiebt.

Eine Bandsperre stellt der Spannungsteiler nach Bild 132a dar. Bei der Resonanzfrequenz und den nahen Nachbarfrequenzen entsteht am Kreis nur ein sehr geringer Spannungsabfall, während für die Frequenzen unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz der Kreiswiderstand rasch anwächst und die Spannungen dieser Frequenzen sich am Schwingungskreis aufbauen (Bild 132b).

Diese Schaltung ist auch unter dem Namen Saug- oder Leitkreis bekannt und wird als Zwischenfrequenzsaugkreis bei Überlagerungsempfängern oder als sogenannte 9-kHz-Sperre verwendet. Der in den Bildern 131b und 132b dargestellte Frequenzgang wird auch Resonanzkurve des Schwingungskreises genannt. Die Resonanzkurve hat eine gewisse Bandbreite, das heißt einen Bereich, in dem mehrere Frequenzen gleichmäßig durchgelassen bzw. unterdrückt werden. Unter der Bandbreite einer Resonanzkurve versteht man den Frequenzbereich, an dessen Enden die Spannung oder der Strom auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fachen Teil (etwa 70%) des Resonanzwertes abgefallen sind (vgl. Bild 133). Dabei wird zwangsläufig der Phasenwinkel von $\pm 45°$ nicht überschritten.

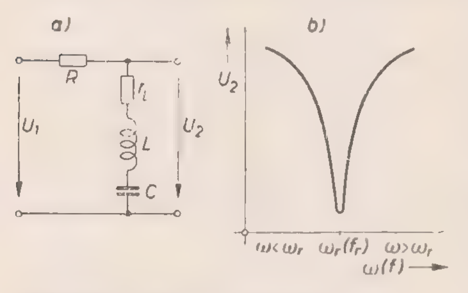


Bild 132: Bandsperre mit einem Reihenschwingungskreis
a) Schaltung
b) Frequenzgang

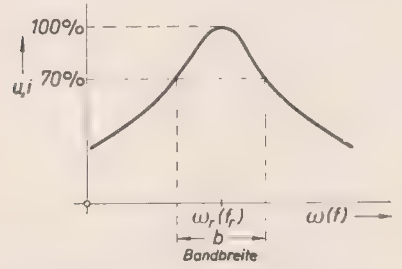


Bild 133: Diagramm zur Definition der Bandbreite einer Resonanzkurve

Die Bandbreite hängt von der Kreisdämpfung ab. Resonanzkurven für verschiedene Dämpfungen zeigt Bild 134. Die Dämpfung übt nicht nur einen großen Einfluß auf die Bandbreite, sondern auch auf die Siebwirkung oder Trennschärfe des Kreises aus. Je größer die Dämpfung, um so flacher verläuft die Resonanzkurve, es wird auch die Spannung bzw. der Strom der Resonanzfrequenz stark gedämpft, und der Kreis besitzt eine kleine Trennschärfe. Große Trennschärfe fordert also eine kleine Dämpfung, was kleine Bandbreiten bedeutet.

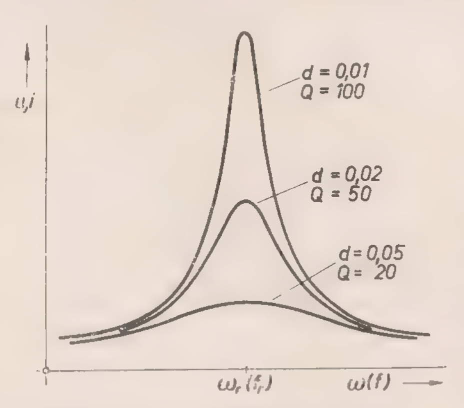


Bild 134: Einfluß der Kreisdämpfung bzw. der Kreisgüte auf die Resonanzkurve

Zwischen diesen beiden Forderungen muß ein Kompromiß geschlossen werden. Dieser hieraus entstehende Nachteil wird durch Anwendung von Mehrkreisfiltern (Bandfilter) vermieden.

Die Kreisdämpfung d ist als das Verhältnis des Spulenverlustwiderstandes zum induktiven Blindwiderstand bei Resonanz definiert:

$$d = \frac{r_L}{\omega_r L} \qquad (25)$$

oder, da $\omega_r L = \frac{1}{\omega_r C}$ ist, gilt

$$d = \omega_r r_L C. \qquad (25a)$$

Setzen wir $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ein, so ist schließlich

$$d = r_L \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}. \qquad (25b)$$

Um eine kleine Dämpfung zu erhalten, ist neben einem kleinen Spulenverlustwiderstand r_L auch ein kleines C/L-Verhältnis anzustreben.

Der Kehrwert der Kreisdämpfung wird Kreisgüte genannt und mit Q bezeichnet:

$$Q = \frac{1}{d}. \qquad (26)$$

Im Mittelwellenbereich (500 bis 1500 kHz) sind Kreisdämpfungen von 0,5 bis 1% bzw. Kreisgüten von 100 bis 200 leicht zu realisieren.

Die Bandbreite b ist der Kreisdämpfung und der Resonanzfrequenz direkt proportional:

$$b = f_r d. \qquad (27)$$

Der Parallelschwingungskreis

Die Parallelschaltung von Spule und Kondensator wird Parallelschwingungskreis genannt. Bild 135 zeigt den Frequenzgang des Phasenwinkels und des Kreiswiderstandes bei Vernachlässigung der Verluste.

Die Eigenschaften des Parallelschwingungskreises werden zweckmäßig aus der Leitwertgleichung abgeleitet. Für den Kreisleitwert gilt analog zu Gleichung (20):

$$Y = \omega C - \frac{1}{\omega L}. \qquad (28)$$

Für die Resonanzfrequenz ist wiederum

$$\omega_r C = \frac{1}{\omega_r L} \qquad (29)$$

oder

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}. \qquad (29a)$$

Da der Resonanzleitwert $Y_r = 0$ wird, ist der Resonanzwiderstand eines ver-

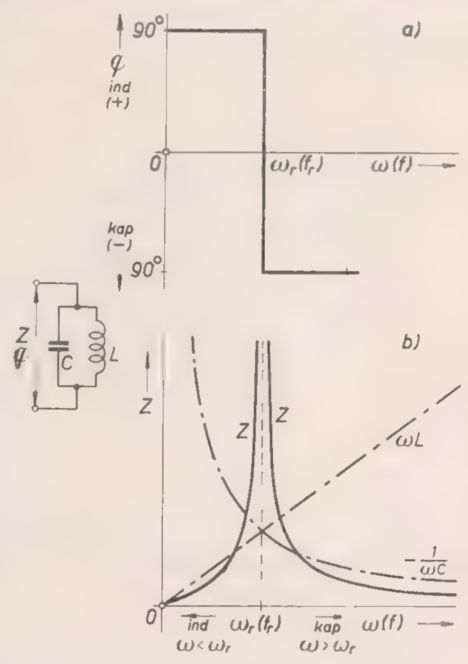


Bild 135: Frequenzabhängigkeit des verlustlosen Parallelschwingungskreises
a) Frequenzgang des Phasenwinkels φ
b) Frequenzgang des Kreiswiderstandes Z

lustlosen Parallelschwingungskreises unendlich groß ($Z_r \to \infty$).

Für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz ist der Kreis nach Gleichung (28) kapazitiv, und für Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz wirkt er induktiv. Der Phasenwinkel springt demnach bei ω_r von $-90°$ (kapazitiv) auf $+90°$ (induktiv).

Die Kreisverluste seien durch den parallelen Spulenverlustwiderstand r_{Lp} berücksichtigt. Dieser liegt in der Größenordnung von einigen hundert Kiloohm. Die Kondensatorverluste können vernachlässigt werden, da der parallele Kondensatorverlustwiderstand in der Größenordnung von einigen hundert Megaohm liegt und daher gegen r_{Lp} vernachlässigbar ist.

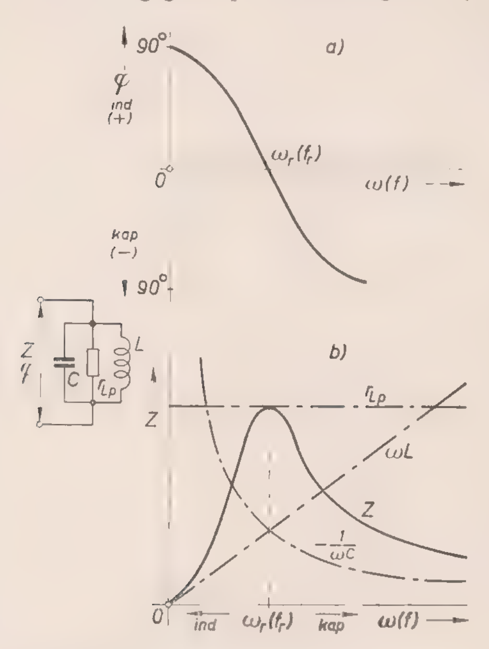


Bild 136: Frequenzabhängigkeit des Parallelschwingungskreises mit Verlusten
a) Frequenzgang des Phasenwinkels φ
b) Frequenzgang des Kreiswiderstandes Z

Wir erhalten nach Bild 136 für den Kreisleitwert:

$$Y = \sqrt{\left(\frac{1}{r_{Lp}}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (30)$$

und für den Resonanzleitwert

$$Y_r = \frac{1}{r_{Lp}}. \quad (31)$$

Für den Resonanzwiderstand gilt somit

$$Z_r = r_{Lp}. \quad (32)$$

Der parallele Spulenverlustwiderstand r_{Lp} ist frequenzabhängig und berechnet sich für die Resonanzfrequenz zu

$$r_{Lp} = \frac{(\omega_r L)^2}{r_L}. \quad (33)$$

Setzen wir für $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ein, so gilt schließlich für den Resonanzwiderstand eines Parallelschwingungskreises

$$Z_r = \frac{1}{r_L} \frac{L}{C}. \quad (32a)$$

Er ist um so größer, je kleiner der Reihenverlustwiderstand der Spule r_L und je größer das $\frac{L}{C}$-Verhältnis ist.

Für den Phasenwinkel gilt

$$\operatorname{tg} \varphi = r_{Lp}\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right). \quad (34)$$

Bei Resonanz ist $\operatorname{tg} \varphi_r = 0$, das heißt $\varphi_r = 0$ (Bild 136).

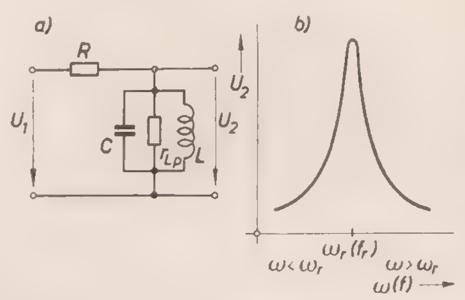


Bild 137: Bandpaß mit einem Parallelschwingungskreis
a) Schaltung
b) Frequenzgang

Für die Kreisdämpfung, Kreisgüte und Bandbreite gelten die Gleichungen (25) bis (27).

Im Resonanzfall stellt der Parallelschwingungskreis einen hohen Ohmschen Widerstand dar, der, ähnlich dem geringen Resonanzwiderstand des Reihenschwingungskreises, zu Siebzwecken ausgenutzt werden kann.

Einen Bandpaß mit einem Parallelschwingungskreis zeigt Bild 137. Die Spannungen der Resonanzfrequenz und die eng benachbarten Frequenzen sind, da der Kreis mitschwingt, am stärksten vertreten, während die Spannungen bei Frequenzen oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz stark gedämpft werden.

Diese Schaltung wird meist als frequenzbestimmender Abstimmkreis in Empfangs- und Senderschaltungen verwendet. Beim Empfang wird der gewünschte Sender mit Hilfe eines veränderlichen Kondensators (Drehkondensator) ausgesiebt. Beim mehrstufigen Hochfrequenzverstärker, der in jeder Verstärkerstufe einen Parallelschwingungskreis enthält, ist die resultierende Resonanzkurve gleich dem Produkt der einzelnen Resonanzkurven. Sie hat bei gleicher Resonanzfrequenz der Einzelkreise eine geringere Bandbreite als der Einzelkreis (vgl. Bild 138). Durch gegenseitige Verstimmung der Einzelkreise kann die Bandbreite vergrößert werden.

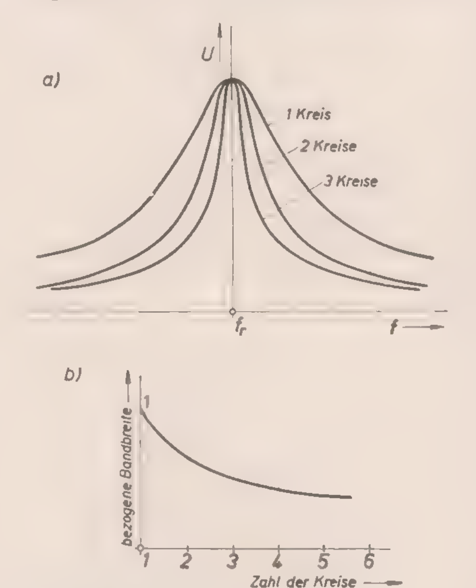


Bild 138: Bandeinengung durch mehrere über Röhren gekoppelte Schwingungskreise
a) Resonanzkurven
b) Verlauf der Bandeinengung

Die Schaltung einer Bandsperre mit einem Parallelschwingungskreis zeigt Bild 139. Für die Resonanzfrequenz wird die Spannung am Widerstand R zusammenbrechen, da für diese Frequenz der Parallelschwingungskreis einen hohen Widerstand darstellt.

Diese Schaltung ist auch unter dem Namen Sperrkreis bekannt und dient in der Antennenleitung eines Empfängers zur Sperrung (Ausblendung) eines starken Störsenders.

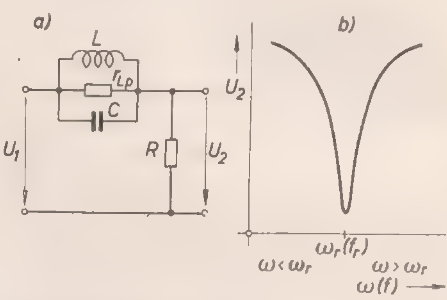


Bild 139: Bandsperre mit einem Parallelschwingungskreis
a) Schaltung
b) Frequenzgang

Temperaturkompensation bei Schwingungskreisen

Wie bereits besprochen (vergleiche DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, Heft 1/1952, S. 29) sind Widerstände temperaturabhängig. Dies gilt naturgemäß auch für Blindwiderstände; denn die Induktivitäten von Spulen und die Kapazitäten von Kondensatoren sind über längere Zeitabschnitte temperaturabhängig. Hieraus ergeben sich unter Umständen beträchtliche unerwünschte Frequenzänderungen der Schwingungskreise. Da die Spulen und verschiedene Dielektrika einen positiven Temperaturbeiwert aufweisen, also die Spuleninduktivität und die Kondensatorkapazität mit steigender Temperatur zunehmen, wird die Resonanzfrequenz durch den Temperatureinfluß in der Regel kleiner. Man kann durch Parallelschalten von Kondensatoren mit negativem Temperaturbeiwert den Temperatureinfluß kompensieren.

Besonders erforderlich ist diese Temperaturkompensation in Oszillatorkreisen. Dabei kommt es darauf an, daß die prozentuale C-Änderung des Kompensationskondensators den positiven L- und C-Änderungen der Schwingkreiselemente entgegengesetzt gleich ist. Ist der zu kompensierende Temperaturbeiwert der Schwingkreisspule gleich a und hat der Schwingkreiskondensator die Kapazität C, so ist die Kapazität der erforderlichen Parallelkondensatoren mit den Beiwerten a

und a_2 durch folgende Gleichungen bestimmt:

$$C_1 + C_2 = C$$

und

$$a_1 C_1 + a_2 C_2 = C.$$

Daraus folgt:

$$C_1 = \frac{a - a_2}{a_1 - a_2} C \qquad (35)$$

und

$$C_2 = \frac{a - a_1}{a_1 - a_2} C. \qquad (36)$$

Tabelle XI (DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 5/1952, S. 153) enthält die Temperaturbeiwerte verschiedener Dielektrika mit positivem und negativem Temperaturbeiwert.

Gekoppelte Schwingungskreise (Bandfilter)

Die dichte Besetzung der Wellenbereiche mit Rundfunk- und Nachrichtensendern erfordert beim Empfang eines gewünschten Senders eine gute Trennschärfe des Gerätes. Andererseits wird, insbesondere bei Rundfunkdarbietungen, großer Wert auf die Klangqualität des Empfängers gelegt, man verlangt, daß

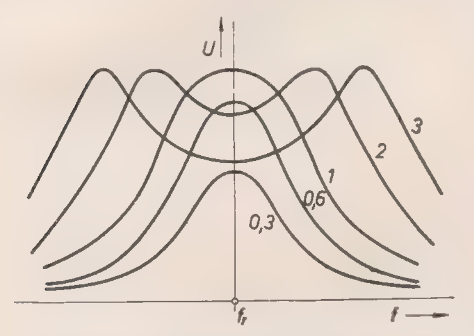


Bild 140: Resonanzkurven eines zweikreisigen Bandfilters für verschiedene Kopplungen

das vom Rundfunksender ausgestrahlte Frequenzband auch tatsächlich empfangen wird.

Mit Einzelkreisen lassen sich diese beiden Forderungen nicht gleichzeitig erreichen, da infolge der immer vorhandenen Dämpfung die Trennschärfe meist zu gering ist.

Durch sogenannte Bandfilter, die aus zwei, drei und mehreren miteinander gekoppelten Schwingkreisen bestehen, läßt sich die Trennschärfe wesentlich steigern. Durch gegenseitige Beeinflussung (Kopplung) beider Kreise entsteht aus der Resonanzkurve der Einzelkreise eine Kurve mit größerer Bandbreite und steileren Flanken (kritische Kopplung). Bei einer bestimmten, von der Kreisdämpfung abhängigen Kopplung zeigt die Kurve eine Einsattelung (leicht überkritische Kopplung). Ist die Kopplung noch fester, wird die Einsattelung immer tiefer und die Bandbreite größer (überkritische Kopplung). Dies hat eine Welligkeit der Bandfilterkurve zur Folge, die aus Gründen der gleichmäßigen Verstärkung des ganzen Frequenzbandes möglichst gering sein soll. Bild 140 zeigt die Resonanzkurven eines zweikreisigen Bandfilters für verschiedene Kopplungen. Die Kopplung 1 wird kritisch genannt, während man die Kopplungen < 1 als unterkritisch oder lose und die Kopplungen > 1 als überkritisch oder fest bezeichnet.

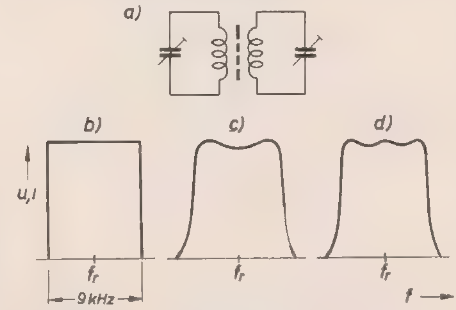


Bild 141: Das Bandfilter und seine Wirkung

a) Schaltung eines zweikreisigen, induktiv gekoppelten Bandfilters
b) die ideale Siebkurve
c) Bandfilterkurve eines zweikreisigen Bandfilters
d) Bandfilterkurve eines dreikreisigen Bandfilters

Die ideale Siebkurve eines Frequenzbandes ist im Bild 141 dargestellt. Sie hat eine Viereckform von der Breite 9 kHz und eine ideale Trennschärfe, bei der alle außerhalb der Bandbreite von 9 kHz liegenden Frequenzen vollkommen unterdrückt und die in der Bandbreite liegenden gleichmäßig ausgesiebt werden. Die durch Bandfilteranordnung erzielten Siebkurven entsprechen dieser Idealkurve sehr stark (vgl. Bilder 141 c, d).

Die große Bedeutung der Trennschärfe kann unmittelbar einer Tabelle der Europäischen Mittel- und Langwellenrundfunksender entnommen werden[1]. Der Senderabstand beträgt 9 kHz. Ist die Trennschärfe zu gering, so würden sich die benachbarten Sender stören, da beide gleichzeitig zu hören sind (Bild 142). Diese unerwünschte Erscheinung kann man bei einfachen Empfängern, den sogenannten Einkreisern, oft feststellen.

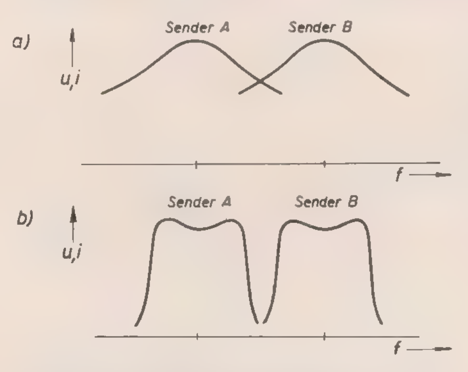


Bild 142: Der Einfluß der Trennschärfe auf den Empfang zweier benachbarter Sender

a) geringe Trennschärfe, Sender A stört Sender B
b) große Trennschärfe durch Bandfilter, keine gegenseitige Beeinflussung der beiden Sender

Durch die hohe Trennschärfe der Bandfilter werden die Schwingungen des Nachbarsenders so stark gedämpft, daß sie sich nicht mehr störend bemerkbar machen können (vgl. Bild 142 b). Durch Mehrkreisschaltungen wird die Trennschärfe eines Empfängers wesentlich gesteigert.

Bandfilteranordnungen finden meist in den sogenannten Zwischenfrequenzstufen eines Empfängers Verwendung und arbeiten mit Frequenzen um 468 kHz (international freie Wellenlänge). Der Bandfilterabgleich erfolgt üblicherweise durch Induktivitätsänderung der Bandfilterspulen, während die Bandfilterkondensatoren in der Regel als keramische Festkondensatoren von etwa 200 pF ausgeführt sind. Die konstruktive Ausführung eines modernen Bandfilters zeigt Bild 34 (DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 3/1952, S. 92). Zur Erzielung einer eindeutigen Kopplung und zur Vermeidung von Störstrahlungen sind die Bandfilter mit geerdeten Abschirmhauben versehen.

Von besonderem Interesse ist die Möglichkeit einer stetigen Bandbreiteregelung. Sie wird durch Ändern der Kopplung der Zwischenfrequenzkreise vorgenommen. Mit Hilfe eines Drahtseiles oder Schnurzuges werden bei induktiver Bandbreiteregelung die beiden Spulen einander genähert oder voneinander entfernt. Dabei treten die größte Bandbreite und höchste Klangqualität mit geringer Trennschärfe bei fester Kopplung auf, während bei loser Kopplung geringe Bandbreite und geringere Klangqualität mit großer Trennschärfe erreicht werden (vgl. auch Bild 140).

Neben den Zwischenfrequenzbandfiltern werden im Empfängerbau auch sogenannte Eingangsbandfilter angewendet, die zur Siebung eines ganzen Frequenzbereiches, zum Beispiel der Mittelwelle (500 bis 1500 kHz) dienen.

Quarzfilter

Extreme Trennschärfe bei sehr geringer Bandbreite kann wegen der immer vorhandenen Dämpfung durch LC-Schwingungskreise nicht realisiert werden. Diese Forderung besteht allerdings beim Rundfunkempfang niemals, sondern spielt im kommerziellen Nachrichtenverkehr eine große Rolle, insbesondere beim Telegrafieverkehr. Man verwendet dann sogenannte Quarzfilter (Kristallfilter). Sie enthalten besonders geschliffene Quarz- oder Turmalinplättchen, die schaltungstechnisch Resonanzkreise extrem hoher Kreisgüte ($Q = 10000$) und extrem kleiner Bandbreite darstellen. Sie werden in kommerziellen Empfängern als Bandpässe etwa nach Bild 131 geschaltet.

Bild 143 zeigt die geometrischen Abmessungen und die elektrische Ersatzschaltung eines Quarzkristallplättchens.

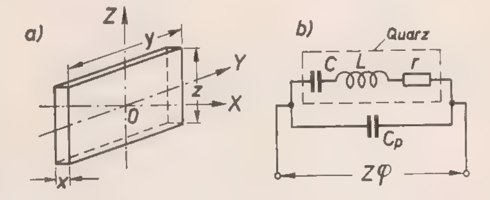


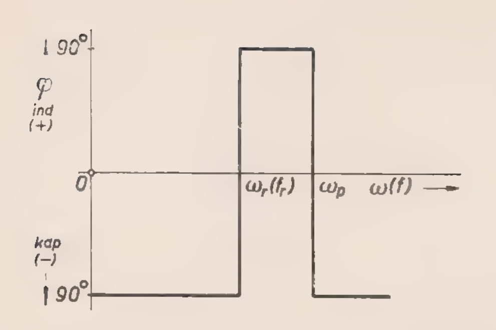
Bild 143: Quarzplättchen mit Ersatzschaltung
X = elektrische Achse
Y = Schwingungsachse
Z = optische Achse

Die Resonanzfrequenz hängt von der Dicke (x) des Quarzplättchens ab und wird nach der Gleichung

$$f_r = \frac{2{,}385}{x} \cdot 10^5 \text{ Hz} \qquad (37)$$

errechnet.

[1] „Rundfunk-Sendertabelle" Fachbuchverlag.



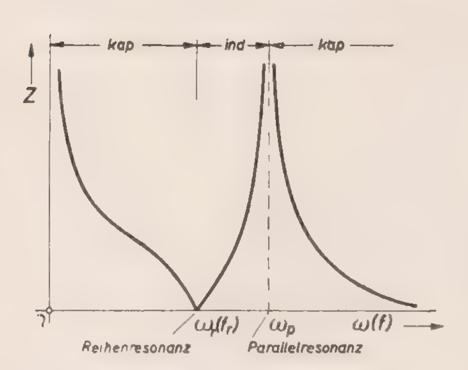


Bild 144: Frequenzabhängigkeit eines Filterquarzes
a) Frequenzgang des Phasenwinkels φ
b) Frequenzgang des Quarzwiderstandes Z

Den Zusammenhang zwischen den Abmessungen eines Quarzplättchens und seinen elektrischen Eigenschaften zeigt Tabelle XVIII.

Tabelle XVIII

x — Dicke in cm
y — Länge in cm
z — Breite in cm

r in Ω	$325 \frac{x}{yz}$
L in H	$131 \frac{x^3}{yz}$
C in F	$2{,}4 \cdot 10^{-15} \frac{yz}{x}$
C_p in F	$4 \cdot 10^{-13} \frac{yz}{x}$
f_r in Hz	$\frac{2{,}385}{x} 10^5$

Wegen der Parallelkapazität C_p besitzt der Quarz neben der durch L und C bestimmten Reihenresonanz auch eine benachbarte Parallelresonanz. Den Widerstandsverlauf eines Quarzes bei Vernachlässigung der Verluste (r) zeigt Bild 144. Der Quarzwiderstand ist für Frequenzen unterhalb der Reihenresonanz kapazitiv, zwischen der Reihen- und Parallelresonanz induktiv und für Frequenzen, die höher als die Parallelresonanz sind, ist er wieder kapazitiv. Die Parallelresonanz kann dazu verwendet werden, einen dicht benachbarten Störsender wirksam auszublenden.

Den Bandpaß eines Quarzfilters mit dem dazugehörigen Frequenzgang zeigt Bild 145. Wird der dicht benachbarte Störsender in das Minimum der Resonanzkurve (Parallelresonanz) gelegt, so erhält

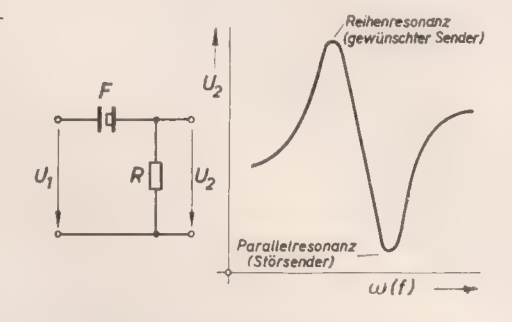


Bild 145: Bandpaß mit einem Quarzfilter F

man einen einwandfreien Empfang des durch Reihenresonanz ausgesiebten Senders. Durch Neutralisation kann der Einfluß der Parallelkapazität C_p herabgesetzt oder gänzlich aufgehoben werden,

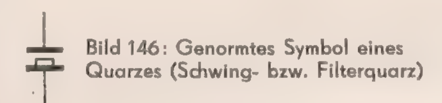


Bild 146: Genormtes Symbol eines Quarzes (Schwing- bzw. Filterquarz)

und man erhält die normale Ausgangskurve eines Bandpasses. Bild 146 zeigt das genormte Symbol eines Quarzes.

4. Stromversorgung der Funkanlagen

Allgemeines

Für den Betrieb der in fast allen Funkgeräten enthaltenen Elektronenröhren ist eine Stromversorgung notwendig. Wie bereits bekannt ist, benötigt eine Röhre zum Arbeiten außer der Heizspannung eine Anzahl von Elektrodenspannungen, wie Anoden- und Schirmgitterspannung, Gittervorspannung usw.

Bei nicht zu hohen Spannungen kann die Stromversorgung durch Batterien (chemische Stromquellen) erfolgen, wodurch die Möglichkeit besteht, mit Batterien versehene Geräte auch als tragbare Funkgeräte herzustellen. Batterieempfänger sind als Reiseempfänger besonders geeignet und beliebt. In Fahrzeugen und Flugzeugen erfolgt die Stromversorgung der Funkgeräte aus der Fahrzeugbatterie (Akkumulator, Sammler), und zwar über einen Einankerumformer oder über einen Zerhacker, der die niedrige Batteriespannung (6 V, 12 V oder 24 V) in die erforderliche Betriebsspannung umformt.

Da die Lebensdauer von Batterien begrenzt ist, wird bei stationären (ortsfesten) Funkanlagen die Stromversorgung aus dem elektrischen Kraft- oder Lichtnetz bevorzugt. Die praktische Bedeutung der Stromversorgung aus dem Kraft- oder Lichtnetz ist einleuchtend, da sich fast in jedem Raum eines Hauses ein Netzanschluß befindet und eine Anlage ohne weiteres betrieben werden kann.

Man unterscheidet Wechselstrom- und Gleichstromnetze. Die Frequenz der Wechselstromnetze beträgt in Deutschland 50 Hz, in der Sowjetunion 50 Hz, in Amerika 60 Hz und in Italien 42 Hz. Die Netzspannung liegt bei 110 V oder 220 V.

Aus diesen Ausführungen geht hervor, daß weder die Spannung noch die Stromart der Licht- und Kraftnetze den Werten entsprechen, die für einen Betrieb der mit Elektronenröhren ausgerüsteten Funkanlagen erforderlich sind, wie zum Beispiel 6,3 V Heizspannung, 300 V Anodengleichspannung usw. Darum muß die Netzspannung zunächst umgewandelt werden, wenn sie als Stromquelle für Funkgeräte dienen soll. Während die Netzgleichspannung nur in ihrer Größe umgeformt wird, muß die Netzwechselspannung zur Gewinnung der notwendigen Gleichspannungen darüber hinaus in eine Gleichspannung umgewandelt werden. Anordnungen, in denen diese Umformung stattfindet, sind wesentliche Bestandteile einer Funkanlage. Man nennt sie Netzteile (Netzgleichrichter) und unterscheidet

1. Umlaufende Umformer,
2. Quecksilberdampfgleichrichter,
3. Glühkatodengleichrichter,
4. Trockengleichrichter.

Beim umlaufenden Umformer wird die elektrische Energie im Antriebsmotor in mechanische Energie umgewandelt und dann in einem direkt gekuppelten Generator wieder in elektrische Energie zurückgeformt. Man spricht in diesem Fall von einem Motorgenerator. Je nach der Netzart ist ein Wechselstrommotor mit einem Gleichstromgenerator oder ein Drehstrommotor mit einem Gleichstromgenerator gekuppelt. Einankerumformer entsprechen im wesentlichen dem Aufbau einer Gleichstrommaschine, der auf der einen Seite durch den Kollektor der Gleichstrom entnommen und auf der anderen Seite durch besondere Schleifringe Drehstrom oder Wechselstrom zugeführt wird.

Rotierende Umformer und Quecksilberdampfgleichrichter werden nur in Großsenderanlagen verwendet. Bei derart großen Funkanlagen kann man die Netzteile wegen ihres Umfanges auch als in sich geschlossene elektrische Anlagen ansehen. Man spricht deshalb oft von „Stromversorgungsanlagen".

Von besonderem Interesse sind die Glühkatoden- und Trockengleichrichter, die vorwiegend in Einphasenschaltungen, das heißt als Lichtnetzgleichrichter verwendet werden und als Einweg- oder Zweiweggleichrichter ausgeführt sind.

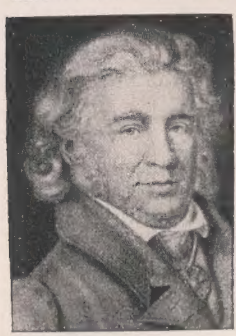
Wird fortgesetzt

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1809

Sömmering ging gleich von der Idee aus, den durch die Voltasche Säule entwickelten elektrischen Strom für die Telegrafie zu verwenden. Es kam darauf an, zu untersuchen, auf welche Entfernung sich die chemische Wirkung übertragen lasse. Nach seinem Tagebuch gelang am 9. 7. 1809 die Gasentbindung bis auf eine Entfernung von 12 m, am 19. 7. bis auf 52 m Entfernung, am 8. 8. bis auf 313 m, und drei Tage danach konnte er aussprechen: „Der Telegraf gelingt". Die von Sömmering angewandte Säule war aus Brabanter Silbertalern und Zink zusammengesetzt und bestand aus 15 Gliedern. Als feuchte Leiter dienten Filze, die mit Salzwasser befeuchtet waren. Die vollständig ausgearbeitete Vorlage empfing die Akademie am 26. 8. 1809.



Samuel Thomas von Sömmering 1755–1830

Den ersten galvanischen Telegrafen von Sömmering zeigt das untenstehende Bild.

22. 7. 1809

Der Mechaniker Settele vollendet den von dem Münchener Anatomen Samuel Thomas von Sömmering innerhalb weniger Tage konstruierten ersten elektrolytischen Telegrafen. Dieser Telegraf von Sömmering bestand aus einem Geber und einem Empfänger. Mit dem einen Draht der Voltaschen Säule berührte man einen der 26 Kontakte des Gebers (links im Bild) und schickte so den Strom durch einen der 27 zur anderen Station führenden Drähte. Wurde im Geber z. B. der 15. Draht berührt, so stieg im Empfänger am 15. Draht, der dem Buchstaben P entsprach, zersetztes Wasser in Gasform auf. Auf diese Weise wurde z. B. der Buchstabe P telegrafiert.



Der Telegraf von Sömmering

28. 8. 1809

Samuel Thomas von Sömmering führt seinen ersten elektrolytischen Telegrafen in der Münchener Akademie vor.

5. 12. 1809

Nachdem Samuel Thomas von Sömmering seinen elektrolytischen Telegrafen gleich nach dessen Erfindung der Münchener Akademie vorgeführt hatte, wird er von dem Oberinspektor des Medizinalwesens der französischen Armee, Larrey, dem Nationalinstitut (der Akademie der Wissenschaften) vorgeführt. In Paris wurde eine Kommission zur Prüfung seiner Erfindung ernannt, der auch die Wissenschaftler Monge, Biot, Carnot u. a. angehörten, doch ging man mit dem Gefühl, daß der Chappesche optische Telegraf etwas Unübertreffliches sei, stolz über die ganze Sache hinweg, und selbst Napoleon, der doch zuerst den Nutzen einer solchen Erfindung und eines solchen Nachrichtenmittels hätte einsehen sollen, nannte das Ganze verächtlich eine deutsche Schwärmerei. Auch in Bayern zeigte man keine Neigung, Sömmerings elektrolytischen Telegrafen im großen einzuführen, trotzdem setzte Sömmering seine Versuche fort.

1810

Alexander Bain wird als Sohn eines Uhrmachers in Schottland geboren. Er versuchte um 1840 erstmalig, die Wirkung des Gewichtes oder der Feder einer Uhr durch die Wirkung eines Elektromagneten zu ersetzen und konstruierte 1840 eine batterie-elektrische Primäruhr, bei der das Pendel durch die Einwirkung des elektrischen Stromes in Bewegung gehalten wurde, versuchte 1842 erstmalig mit Backewell, Schriftzüge, Zeichnungen, Noten usw. telegrafisch zu übertragen, also einen Bildfunk durchzuführen, der jedoch scheiterte, da der Synchronismus der Apparate nicht aufrecht erhalten werden konnte, machte 1845 in London Versuche mit drahtloser Telegrafie und erhielt am 12. 12. 1846 das britische Patent auf einen elektrochemischen Schnelltelegrafen mit gelochten Papierstreifen, die durch einen besonderen Gebeapparat hindurchgeführt wurden, ein Verfahren, das 60 Jahre lang wenig beachtet, dann aber zur Grundlage der schnellen Nachrichtenübermittlung wurde. Er starb 1877.

31. 3. 1811

Der Chemiker Robert Wilhelm Bunsen wird in Göttingen geboren. Bunsen erfand 1840 das nach ihm benannte galvanische „Bunsen-Element", entdeckte u. a. das Magnesiumlicht, schuf 1842 Elektroden für galvanische Elemente aus künstlich geformtem Kohlenstoff, erfand 1843 das Fettfleck-Fotometer (ein Gerät zur Lichtmessung und zur Bestimmung von Lichtstärken), entdeckte 1845 die Gasanalyse und die Analyse der Hochofengase, erfand 1854 den Bunsenbrenner, entwickelte 1859 mit Kirchhoff dessen Arbeit über Spektralanalyse, mit deren Hilfe er die Elemente Caesium und Rubidium nachweisen konnte, und arbeitete u. a. auf dem Gebiete der Fotochemie. Er starb 1899.

4. 8. 1812

Samuel Thomas von Sömmering gelingt es zum erstenmal mit seinem elektrolytischen Telegrafen über eine Entfernung von 1255 m zu telegrafieren.

15. 3. 1812

Samuel Thomas von Sömmering gelingt es, mit seinem elektrolytischen Telegrafen über eine Entfernung von 3138 m zu telegrafieren.

Es machte sich jedoch nirgends das Bedürfnis zu einer Ausführung im großen bemerkbar. Man hatte noch kein Verlangen nach einer so schnellen Nachrichtenübermittlung. Die gelehrte Welt jedoch, die durch Larreys Berichte in den Veröffentlichungen der Medizinischen Gesellschaft mit der so vorteilhaften Anwendung des Galvanismus bekannt gemacht worden war, sah mit der Lösung dieses Problems ihr Interesse daran als vollständig befriedigt an, soweit überhaupt ein Interesse daran vorhanden war. Die einzigen, von denen bekannt ist, daß sie der Sömmeringschen elektrolytischen Telegrafie ein wirklich ernstes Interesse entgegengebracht haben, waren Alexander von Humboldt, Schweigger und Gauß.

Die Sömmering überall entgegengebrachte Abneigung ist um so unerklärlicher, als die Kosten seines Telegrafen lange nicht so bedeutend waren wie die der optischen Telegrafen, die man damals überall einrichtete. Schweigger hatte es sogar ermöglicht, die Zahl der Drähte von 24 auf 2 zu verringern, so daß sich die Kosten für eine Meile der Leitung durchschnittlich auf nicht mehr als 100 Taler beliefen. während für die Meile des optischen Telegrafen zwischen Berlin und Köln achtmal so viel aufgewendet werden mußten.

Sömmering war von der Bedeutung seiner Erfindung so erfüllt und überzeugt, daß er, wie er an Humphry Davy schrieb, noch die Legung eines Telegrafenkabels durch den Kanal zu erleben hoffte. Der russische Staatsrat Baron Schilling von Cannstadt, der der russischen Gesandtschaft in München angehörte, wurde von dem Sömmeringschen Telegrafen so eingenommen, daß er dessen Anwendung im großen gewissermaßen als seine Lebensaufgabe betrachtete. Sömmering und Schilling wurden zu vertrauten Freunden, aber leider wurde Schilling im Juli 1812 wieder nach Petersburg (Leningrad) zurückgerufen und ihre gemeinsamen Bestrebungen wurden durch die nachfolgenden Weltereignisse unterbrochen. Trotzdem ruhte Schilling nicht. Als der Elektromagnetismus durch Oersted entdeckt worden war, suchte er diese Wirkungsweise des elektrischen Stromes sofort für die Telegrafie nutzbar zu machen, wodurch die elektromagnetische Telegrafie geschaffen wurde.

1813

Michael Faraday, der neben seiner Tätigkeit als Buchbindergeselle eifrig Davys Vorlesungen gehört und von dem Gehörten saubere Niederschriften gemacht hatte (siehe 1808), schickt eine Niederschrift dieser Vorlesungen an den damals berühmtesten englischen Chemiker Davy mit der bescheidenen Anfrage, ob er nicht irgendwie in Davys Laboratorium beschäftigt werden könne. Davy erkannte sofort die Begabung des jungen Faraday und stellt ihn in diesem Jahre als Laborant ein. Mit Davy zusammen machte er dann auch mehrfach Reisen nach den verschiedensten europäischen Ländern. Obwohl das Benehmen Davys dem jungen Faraday gegenüber nicht immer gerade sehr edel war, hat Faraday ihm doch viel zu verdanken. Seit Faraday seine Handwerkstätigkeit mit wissenschaftlicher Forschungsarbeit vertauscht hatte, machte er erstaunliche Fortschritte. Sein Name wurde bald nicht nur in England, sondern auf der ganzen Erde berühmt, und er wurde auf Grund seiner Entdeckungen im Laufe der Jahre mit Ehrungen aller Art geradezu überhäuft. Ihm wurden sogar Professuren angeboten, doch lehnte er solche Angebote stets ab, weil er befürchtete, daß er durch diese in seiner eigentlichen Forschertätigkeit zu sehr gehemmt werden würde.

30. 7. 1814

Der Mechaniker Johann Georg Halske, der 1847 mit Werner Siemens zusammen die Firma Siemens & Halske gründete, wird in Hamburg geboren.

Halske gründete 1844 mit anderen Unternehmern zusammen die mechanische Werkstätte Böttcher & Halske, in der hauptsächlich chemische und physikalische Geräte gebaut wurden, kontruierte 1846 den ersten Siemensschen elektromagnetischen Zeigertelegrafen, gründete am 12. 10. 1847 mit Werner Siemens die Telegrafenbauanstalt Siemens & Halske. Am 5. 7. 1851 errichteten Halske und Siemens den ersten Feuerwehrtelegrafen zwischen den Berliner Polizeistationen und den Feuerwehrunterkünften, erhielt am 7. 2. 1852 mit Siemens das preußische Patent auf ihren elektromagnetischen Telegrafen und regte 1890 mit Siemens die telefonische Übertragung von Opern aus dem Opernhaus in die „Urania" in Berlin an. Er starb 1890.

FACHLITERATUR

Obering. Karl-August Springstein

Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Praxis[1])

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig, 1953

456 Seiten, 429 Abb. mit 20 Tafeln
Halbleinen 13,50 DM

Die Kurzwellen- und Ultrakurzwellentechnik sind heute zu einem wichtigen Sektor innerhalb des Fernmelde- und Rundfunkgebietes geworden. Es ist deshalb als eine verdienstvolle Tat des Verfassers zu betrachten, daß er die vorliegende Einführung in diese interessante Technik geschrieben hat. Man kann mit gutem Gewissen sagen, das Buch hält mehr, als sein Titel verspricht: Es ist nicht nur eine Einführung, es ist ein fast vollständiges Kompendium der Empfängerpraxis für den Wellenbereich von 1 bis 100 m. Schon die Auswahl der im Anhang wiedergegebenen Tabellen, Kurven und Nomogramme ist ein kleines Meisterstück, sie werden dem Praktiker die Arbeit wesentlich erleichtern. Für den Anfänger ist es immer sehr wertvoll, daß ihm ein möglichst umfangreiches Schlagwortverzeichnis das Aufsuchen bestimmter Textstellen erleichtert; fast überflüssig zu sagen, daß in dem vorliegenden Werk diese Forderung, die an ein solches Lehrbuch gestellt werden muß, in idealer Weise erfüllt wurde. Wer schon einmal ein umfangreiches wissenschaftliches Werk geschrieben hat, weiß, daß diese Zusammenstellung eines guten Schlagwortverzeichnisses manchmal fast so viel Zeit in Anspruch nimmt wie die Niederschrift des ganzen Manuskriptes. Ebenfalls sehr reichhaltig ist die Illustration des Buches, gerade für den Anfänger ist es sehr wertvoll, wenn die textlichen Erklärungen durch eine gute bildliche Darstellung unterstützt werden.

Für den Anfänger und Bastler sind die kochrezeptartigen Bauanleitungen einfacher und auch komplizierterer Empfängerschaltungen eine wichtige Ergänzung der theoretischen Erklärungen der Arbeitsweise der einzelnen Empfängertypen. Der Verfasser sagt dazu auf Seite 367 ganz richtig, daß die Hauptaufgabe eines Technikers nicht darin bestehen darf, Bekanntes nachzubauen; damit er aber schöpferisch tätig sein kann, muß er sich ein gewisses Maß an Erfahrung aneignen. Diese Erfahrungen sammelt er am leichtesten, wenn er zunächst erprobte Schaltungen nachbaut, so daß sich die damit erzielten Erfolge jederzeit beurteilen lassen.

Das Werk gliedert sich in zwei große Abschnitte: Empfänger für amplitudenmodulierte Signale und Empfänger für frequenzmodulierte Signale. In der vorangehenden Einleitung werden die allgemeinen Aufgaben des Empfängers für kommerzielle und Rundfunkzwecke mit symmetrischen und unsymmetrischen Seitenschwingungen besprochen. Bei den Geräten für AM werden einkreisige und mehrkreisige Audion-Rückkopplungsschaltungen behandelt. Ebenso werden die wichtigen Fragen der Antennenankopplung und der Bandabstimmung betrachtet. In dem Kapitel der heute ungleich wichtigeren Superschaltungen wird kurz das Überlagerungsprinzip gestreift, sehr elegant und anschaulich wird das etwas schwierige Gebiet der Mischung mit Dioden, Trioden, Pentoden, Hexoden, Heptoden und Oktoden behandelt, das Gleichlaufproblem, die verschiedenen Gründe, die zu Frequenzverwerfungen führen, werden diskutiert. Als besondere Empfängerprobleme werden auch Pendelrückkopplungsempfänger, Einseitenband- und Impulsempfang besprochen.

Der zweite Abschnitt, der den UKW- und FM-Empfang behandelt, ist etwas kurz gehalten. Das ist im Interesse der Bastler und Studierenden zu bedauern; denn gerade diese Kreise werden begierig auf ein umfassendes Lehrbuch der UKW- und FM-Technik warten. Trotzdem enthält dieser zweite Abschnitt viele interessante Einzelheiten über den Empfang frequenzmodulierter Signale, von der Flankendemodulation über den φ-Detektor (mittels EQ 80) bis zum Verhältnis-Diskriminator. Den Abschluß bildet ein sehr lehrreiches Kapitel über die zweckmäßige Kombination von UKW-FM-Empfängern mit AM-Rundfunkempfängern, wobei besonderer Wert auf solche Schaltungen gelegt wurde, die die Ausnutzung der Röhren für beide Zwecke (AM und FM) zulassen.

Das Werk wurde, seiner Bedeutung entsprechend, vom Verlag hervorragend ausgestattet. Die umfangreiche Illustration ist gut und die Darstellung leicht verständlich, so daß diese Einführung in die Empfängerpraxis jedem Ingenieur, jedem Studierenden und jedem fortgeschrittenen Bastler nur wärmstens zum Studium empfohlen werden kann. *Taeger*

Becker/Voigt

Mathematisches Hilfsbuch für die Wechselstromtechnik[1])

4. Auflage

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig

426 Seiten, 130 Abb., DIN C 5

Halbleinen 7,80 DM

Eine sehr erfreuliche Neuerscheinung auf dem Fachbuchmarkt ist die Neuauflage dieses Buches, das bereits 1949 im Jänecke-Verlag in dritter Auflage erschien und nun in der vierten Auflage vom Fachbuchverlag herausgebracht wurde.

Das Buch erfreut sich in Fachkreisen schon lange großer Beliebtheit, so daß es eigentlich müßig ist, noch eine lange Abhandlung über seinen Wert und Inhalt zu schreiben. Der Inhalt umfaßt das gesamte Gebiet der Theorie der Wechselströme, angefangen von der Vektordarstellung mit der symbolischen Methode über die Ortskurvendarstellung veränderlicher Vektoren, über die Zerlegung zusammengesetzter Schwingungen bis zur Theorie der Zwei- und Vierpole. Auch die nichtstationären Ein- und Ausschaltvorgänge mit der Behandlung der Differentialgleichungen kommen zu ihrem Recht.

Der Wert des Buches liegt vor allen Dingen in der sauberen und exakten Darstellung der oft nicht einfachen Probleme der Wechselstromtechnik. Das Buch ist systematisch nach einer klaren Linie aufgebaut, die konsequent durchgeführt wird.

Wenn auch die Behandlung der verschiedenen Aufgaben der Wechselstromtechnik zum Teil von der Methode abweicht, die auf den Fachschulen der Elektrotechnik gelehrt wird, so ist dieses Buch trotzdem allen Studierenden der Elektrotechnik, gleichgültig ob es Starkstromtechniker oder Fernmeldetechniker im weitesten Sinne des Wortes sind, dringend zu empfehlen. Zum Selbststudium geeignet, weitet es neben den Kollegs den Blick für mathematische Entwicklungen und Möglichkeiten und gibt den Studierenden dadurch eine größere Sicherheit bei der Bearbeitung der ihnen von der Schule gestellten Aufgaben.

Aber auch der Ingenieur der Praxis wird gerne zu diesem Buch greifen und seine Kenntnisse daran erweitern oder auffrischen und so den Aufgaben besser gewachsen sein, die ihm im Rahmen unserer technischen Entwicklung durch den Fünfjahrplan und durch den Aufbau des Sozialismus erwachsen.

Über eine Tatsache habe ich mich schon immer und auch jetzt bei der Neuauflage gewundert: Bei der Behandlung der Leitungsgleichungen schreiben die Autoren für die Fortpflanzungskonstante γ den Buchstaben m und für die Dämpfungskonstante den Buchstaben a statt β. Dabei sind die beidenBuchstaben γ und β in der gesamten fernmeldetechnischen Literatur für diese Größen üblich.

Die vorgeschlagene Verwendung des Punktes über den Buchstaben zur Kennzeichnung der Vektoren wird sich wohl kaum in der Praxis durchsetzen; denn erstens sind die deutschen Buchstaben dafür in der Literatur verbreiteter und daher gewohnter und zweitens: Ein solch kleiner Punkt geht leicht einmal verloren oder erscheint in Gestalt eines Fliegenkleckses an falscher Stelle. Aufpassen muß man immer bei mathematischen Entwicklungen, und dann merkt man auch ebensogut, ob mit $\mathfrak{E}$, $\mathfrak{H}$ und $\mathfrak{B}$ Vektoren oder Skalare gemeint sind. Jedenfalls hatte ich — als Dozent an einer Fachschule für Elektrotechnik — bei der Behandlung des gleichen Stoffes bisher in dieser Beziehung noch keine Schwierigkeiten. Im Gegensatz zu der 3. Auflage, die broschiert erschien, ist diese 4. Auflage in Halbleinen gebunden und dadurch für den Benutzer wesentlich wertvoller, der solch grundlegendes Werk gern durch Jahrzehnte benutzt. Der Druck ist klar und deutlich und die Bilder gut und sorgfältig gezeichnet. Mit einem Preis von 7,80 DM ist es ein ausgesprochen billiges Fachbuch, dessen Inhalt und Aufmachung diesen Preis mehr als rechtfertigen. Nur die Tatsache der 4. Auflage schafft die Möglichkeit einer so billigen Herstellung und beweist gleichzeitig die Beliebtheit dieses Buches *Schröder*

Weltspiegel Taschenatlas[1])

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig

Kart. 2,50 DM

Zeitungen und Rundfunkreportagen berichten uns täglich von den Ereignissen in der Welt, Bücher erzählen von unserer Heimat und fernen Ländern. Wie oft hören und lesen wir Namen von Städten, Flüssen und Ländern, die uns durch die politischen Ereignisse zum Begriff geworden sind, und wie oft müssen wir feststellen, daß wir gar nicht recht wissen, wo diese Orte liegen, wie weit sie etwa von uns entfernt sind und welche Gebiete in ihrer Nachbarschaft liegen.

Mit Hilfe des im Fachbuchverlag GmbH, Leipzig, erschienenen Taschenatlas „Weltspiegel" lassen sich diese und andere Fragen und leicht schnell beantworten.

Er enthält 24 Karten im Format 20 × 25 cm, die, einmal gefaltet, ein handliches Heft ergeben, das bequem in der Tasche Platz hat und so immer griffbereit sein kann. Auf den Umschlagseiten finden wir ein übersichtliches Verzeichnis der wichtigsten geografischen Zahlen. Die höchsten Berge der Erde, die größten Inseln, die längsten Flüsse, größten Binnenseen und größten Städte sind hier neben Flächengrößen und Einwohnerzahlen aller Staaten der Erde genannt. Auf den physikalischen Karten des „Weltspiegels" sind die politischen Grenzen der einzelnen Staaten deutlich eingetragen.

Wir finden neben Sonderkarten der europäischen Staaten Übersichtskarten der Erdteile, eine Weltkarte und Sonderblätter über Weltwirtschaft, Bodenschätze und Bodennutzung in Europa.

Durch diese Vielseitigkeit ist der „Weltspiegel" ein guter Ratgeber für alle, die über geografische Fragen rasch eine Auskunft suchen.

Prof. Dr. Franz Moeller

Taschenbuch für Elektrotechniker

Band I: Grundlagen

B. G. Teubner Verlagsgesellschaft
Leipzig, 1952

520 Seiten, 260 Abb., 111 Tafeln
Preis 19,— DM

Seit langen Jahren vermißte der Elektrotechniker ein Nachschlagewerk, das ihn schnell und zuverlässig über Wissenswertes auf den einzelnen Fachgebieten der Elektrotechnik unterrichtet. Diesem Bedürfnis kommt nunmehr der erste Band des neuen „Taschenbuches für Elektrotechniker" nach, in dem das Grundwissen, soweit es wichtig und gebräuchlich ist, in Taschenbuchkürze von besten Kennern der Theorie und Praxis dargeboten wird.

Die Hauptabschnitte dieses ersten Bandes sind: Mathematik, Grundlagen der Elektrotechnik, Meßtechnik, Werkstoffe der Elektrotechnik und Eigenschaftstafeln.

Jeder Abschnitt bringt sorgfältig ausgelegt die einschlägigen, von dem Elektrotechniker dringend benötigten Zahlenwerte, Gleichungen, Kurven, Definitionen usw. Dabei werden auch Teil- und Randgebiete der Elektrotechnik sowie ihre Hilfswissenschaften berücksichtigt.

Die Anlage des Buches ist wissenschaftlich fundiert und durch zahlreiche bildliche Darstellungen anschaulich. Eine übersichtliche Satzanordnung, die weitgehende Gliederung des Stoffes nach einer dezimalen Einteilung und ein umfassender Sachweiser erleichtern das schnelle Auffinden auch selten vorkommender Dinge.

Ein ergänzender Band II, der sich mit den Anwendungen befaßt, ist in Vorbereitung. Für Ingenieure der Starkstrom- und Fernmeldetechnik sowie für Dozenten und Studenten ist das Taschenbuch ein wertvoller Ratgeber; die Anschaffung kann daher wärmstens empfohlen werden. *Fellbaum*

[1]) Nur durch den Buchhandel zu beziehen.

Nachrichten

● Die sowjetische Buchproduktion auf dem Gebiete der funktechnischen Literatur hat sich bezüglich der Anzahl der Buchtitel und der Auflagenhöhe ständig vergrößert. So brachte zum Beispiel der Verlag Swjasisdat im Jahre 1952 neben Neuauflagen bereits erschienener Buchtitel eine Reihe neuer funktechnischer Bücher heraus:

In zweiter Auflage erschien von M. P. Dolouchanow „Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen", ein Lehrbuch für funktechnische Hochschulen. Für den Gebrauch an funktechnischen Fachschulen wurde ein Lehrbuch über das Fernsehen von N. K. Ignatjew herausgebracht. J. G. Rosenberg ist der Autor des Fachbuches „Reparaturen an Rundfunkempfängern und ländlichen Drahtfunkstationen".

Die Stachanowbibliothek des gleichen Verlages wurde um zwei weitere Titel erweitert: „Der Dienst in einer Drahtfunkstation" von L. N. Perow und „Erfahrungen beim Dienst in Drahtfunkstationen" von L. M. Panfilow. Auch die Rundfunkamateure erhielten im vergangenen Jahre eine Reihe neuer Broschüren- und Buchtitel, von denen folgende besonders interessieren:

A. P. Gorschkow „Über den Bau von Rundfunkempfängern" und „Das Abstimmen eines Superheterodyneempfängers" von A. G. Snizerew. In dieser Buchreihe erschienen ferner: „Verstärker, selbstgebaut" von S. G. Zegalj und von W. F. Sajzew „Der Fernsehempfänger KWN-49". Außerdem brachte der Verlag in neubearbeiteter und verbesserter Auflage das Handbuch „Funktechnik" von J. P. Sherebzow heraus, das als leichtverständliches Lehrbuch zur Unterstützung des Unterrichts in funktechnischen Kursen, Zirkeln und für den Selbstunterricht bestimmt ist.

In der Broschürenproduktion wurden zahlreiche Fachvorträge veröffentlicht, u. a. „Die Frequenzmodulation" von W. S. Melikow, „Einseitenband-Funkübertragung" von I. W. Ostrowski und die Vortragsfolge „Die physikalischen Grundlagen der Fernsehtechnik in der Gegenwart" von M. J. Nikonow.

Der Produktionsplan für das Jahr 1953 des Verlages Swjasisdat sieht zunächst eine größere Reihe von Fachbuchtiteln für die in der Industrie beschäftigten Facharbeiter und Funktechniker vor. Aber auch die populärwissenschaftliche Literatur sowie Bücher für Rundfunkamateure wurden berücksichtigt. So erscheint im Produktionsjahr 1953 der zweite Teil des Lehrbuches „Grundlagen der Funktechnik" von dem Autorenkollektiv W. A. Kotelnikow und A. M. Nikolajew. Eine zweite verbesserte Auflage des Lehrbuches „Elektronen- und Ionengeräte" von B. S. Grigorew und B. Z. Grigorew wurde sorgfältig vorbereitet und in den Produktionsplan 1953 aufgenommen.

Stalinpreisträger G. A. Sawitzki ist der Verfasser des Werkes „Die Grundlagen für die Berechnung von Funkmasten", während die Autoren P. A. Ostrjakow und N. W. Sarianow ein Handbuch über „Wärmeableitende Anlagen in Funkgeräten" verfaßten. Ferner ist die Herausgabe eines größeren Werkes über Funkrelaisstrecken von W. N. Dogadin vorgesehen. In der Abteilung für populärwissenschaftliche Literatur sind zwei Werke in den Plan aufgenommen. Es handelt sich hierbei um ein Buch über das Fernsehen von S. W. Nowakowski und ein Erinnerungsbuch an M. A. Bontsch-Brujewitsch, einen der größten sowjetischen Funktechniker.

Den Rundfunkamateuren kündigt der Verlag die zweite Auflage des Buches „Elementare Elektrotechnik" von I. P. Sherebzow und eine Broschüre von G. M. Dawidow und W. W. Schipow „Wie liest man Schaltbilder" an.

● Die Arbeiter und Angestellten des VEB Funkwerk Köpenick haben sich die Aufgabe gestellt, mit Hilfe eines Kampfplanes für strenge Sparsamkeit im Jahre 1953 1,5 Mill. DM einzusparen.

Dieser Kampfplan wurde zusammen mit dem Betriebskollektivvertrag 1953 beschlossen. Anläßlich einer Abteilungsleiterkonferenz wurden die Aufgaben dieses Kampfplanes besprochen und als Richtlinie für die in den einzelnen Werkbereichen und Abteilungen zur Durchführung vorgesehenen Maßnahmen festgelegt.

Schon der Arbeitskräfte- und Finanzplan 1953 wurde bei der Beratung mit den aktivsten Kolleginnen und Kollegen als Kampfplan betrachtet; bei einer Steigerung der Bruttoproduktion um 76 % gegenüber dem Jahre 1952 soll die Zahl der Arbeitskräfte nur um 10 % erhöht werden.

Nachdem der junge volkseigene Betrieb Funkwerk Köpenick die entscheidendsten Aufbaujahre hinter sich hat, gilt es, die beim stürmischen Wachstum des Betriebes in Vernachlässigung geratene Rationalisierung und Vereinfachung der gesamten Verwaltungsarbeit nachzuholen. Es sollen dabei im Laufe des Jahres 1953 100 Kräfte, die nicht unmittelbar in der Produktion bzw. in der Entwicklung und Konstruktion beschäftigt sind, freigestellt und anderen produktiven Aufgaben zugeführt werden.

Eine Summe von etwa 300000 DM soll durch eine systematische Arbeitsablaufkontrolle in der Entwicklung und Konstruktion eingespart werden. Zu diesem Zweck werden spezifizierte Arbeitsprogramme mit Kostenvorgabe auf der Grundlage der bestätigten Eröffnungsberichte erarbeitet. Das Arbeitsziel eines jeden Entwicklungs- und Konstruktionsabschnittes wird festgelegt. Die Durchführung und Einhaltung dieser Arbeitsprogramme wird durch ein Organ der technischen Direktion kontrolliert. Zur Erfassung des Stundennachweises in der Entwicklung und Konstruktion wird in jedem Labor und in jedem Konstruktionsbüro ein Tagebuch geführt. Einige aus der Sowjetunion zurückgekehrte Spezialisten gaben die Anregung zu dieser Methode.

In der Produktion werden Brigadebücher eingeführt.

Eine aus Konstruktionsleitern gebildete Kommission hat die Aufgabe, neue Arbeitsweisen für die Konstruktion festzulegen. Grundsätzlich soll die Fertigungskonstruktion erst dann in Anspruch genommen werden, wenn die Entwicklungsarbeit eine entsprechende Reife erreicht hat. Vorher ist in den Laborwerkstätten weitgehendst nach Handskizzen der Entwicklung zu arbeiten.

Durch nochmalige gründliche Überprüfung des Investplanes ergab sich eine Einsparung von 230000 DM, davon bei einem Bauvorhaben die Einsparung von 170000 DM. Für den Werkneubau war eine Gründung durch Bohrpfähle mit einem Aufwand von über 277000 DM geplant. Nach nochmaliger eingehender Überprüfung der Projektierung ergab sich die Zweckmäßigkeit, eine Gründung durch Stahlbetonrammpfähle vorzusehen, die statische, materielle, zeitliche und vor allem finanzielle Vorteile bringt und eine Einsparung von mehr als 68000 DM bedeutet.

Auf dem Gebiet der Materialversorgung wird durch Verbesserung der Materialdisposition, durch engere Kopplung der Materialdisposition mit der Technologie, durch Aufteilung der Arbeit in der Materialdisposition auf einzelne Sachgebiete zur Erlangung einer operativen Kontrolle der Richtsatzplanbestände die Einsparung von rund 200000 DM angestrebt.

Kollege Konczak, Oberheizer im VEB Funkwerk Köpenick, verpflichtete sich zur Einsparung von 500 t Braunkohlenbriketts im Werte von 15000 DM.

Kollege Fischer, der Buntmetallbeauftragte, verpflichtete sich, durch genaue und sorgfältige Überprüfung der Buntmetallanforderungen vom geplanten Buntmetalleinsatz Einsparungen im Werte von 30000 DM zu erwirken.

Der Energiebeauftragte, Kollege Schmidt, wird durch die Aufstellung neuer Energieverbrauchsnormen bei besonderer Berücksichtigung der Senderprüffelder eine Energieeinsparung von 20000 DM herbeiführen.

Durch den ersten Entwurf zu diesem Kampfplan angeregt, erhielt die Werkleitung eine Fülle weiterer Verpflichtungen der Arbeiter und Angestellten. Durch persönliche Pflege und sparsamen Verbrauch von Werkzeugen, durch das Phosphatieren (Oberflächenbearbeitung) aller Verschleißwerkzeuge können 20 % der dafür geplanten Werkzeugkosten, rund 60000 DM, eingespart werden.

Eine Möglichkeit zur Einsparung von weiteren 100000 DM besteht durch sparsamen Verbrauch von Schmier- und Reinigungsmaterial, Verpackungsmaterial, Büro- und Zeichenutensilien.

Außerdem wird die Bereitstellung der Werkstoffe und Vorrichtungen in den Produktionsstätten reorganisiert und dadurch die Verringerung der Ausfall- und Wartezeiten, der Lohngruppenausgleichzahlungen und Verlustzeitenzuschläge um 50000 DM erreicht.

Sämtliche Wirtschaftsfunktionäre in der Produktion haben sich verpflichtet, in allen Produktionsabteilungen ab sofort die Diskussion mit den Kollegen an der Werkbank mit dem Ziel einer allgemeinen 10prozentigen Normerhöhung zu führen.

Das gesamte Werkkollektiv ist sich darin einig, unter Aufbietung aller Kräfte nicht nur den Produktionsplan zu erfüllen, sondern auch bei allen Dispositionen, bei allen durchzuführenden Arbeiten das Prinzip strengster Sparsamkeit zu beachten.

„Wir werden es als besondere Ehre betrachten — so ist es im Kampfplan des VEB Funkwerk Köpenick festgehalten — Walter Ulbricht zu seinem 60. Geburtstag am 30. 6. 1953 das bis dahin erzielte Resultat unserer Sparmaßnahmen als Geburtstagsgeschenk melden zu können".

● Dipl.-Ing. Hans Schröder ist nicht, wie in den Nachrichten im Heft 5/53 der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK mitgeteilt wurde, als Professor an die Hochschule für Verkehrswesen Dresden, berufen worden, sondern wurde von dieser Hochschule mit der Wahrnehmung einer Professur beauftragt, und zwar mit dem Lehrauftrag im Fach Allgemeine Elektrotechnik.